

ПРАВОЧНИК РАДИО-ЛЮБИТЕЛЯ



ГОСЭНЕРГОИЗДАТ

МАССОВАЯ РАДИОБИБЛИОТЕКА

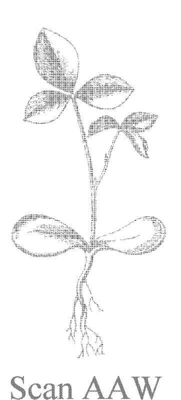
Выпуск 394

СПРАВОЧНИК РАДИОЛЮБИТЕЛЯ

ИЗДАНИЕ ТРЕТЬЕ

Под общей редакцией
А. А. КУЛИКОВСКОГО

С предисловием академика
А. И. БЕРГА





ГОСУДАРСТВЕННОЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЕ ИЗДАТЕЛЬСТВО
МОСКВА 1963 ЛЕНИНГРАД

Третье издание «Справочника радиолюбителя» содержит основные справочные сведения из каталогов электронных ламп, полупроводниковых приборов и деталей, материалы по вопросам расчета и конструирования радиоприемников, телевизоров, магнитофонов и другой радиоаппаратуры, а также сведения общетеоретического характера, поясняющие принципы действия рассматриваемых ламповых и полупроводниковых схем.

В книгу включены новые разделы, посвященные импульсной технике, счетно-решающим устройствам, автоматическому регулированию, технике измерения неэлектрических величин, антеннам и распространению радиоволн; изложены основы теории информации и помехоустойчивости и основы техники сверхвысоких частот.

Благодаря систематическому изложению ряда новых разделов радиоэлектроники Справочник может быть использован также как пособие для самообразования.

6Ф2 (083) СПРАВОЧНИК РАДИОЛЮБИТЕЛЯ М.-Л.,
Госэнергоиздат, 1961. 500 стр с илл.
(Массовая радиобиблиотека. Вып. 394)
6Ф2 (083).

Редактор *Ф. И. Тарасов* Техн. редактор *Н. И. Борунов*

Сдано в набор 24/V 1960 г. Подписано к печати 8/II 1963 г.
Т-11945 Бумага 84×108¹/₁₆. 51,25 печ. л. Уч. изд. л. 78.
Тираж 200 000 экз. (6-й завод 160 001—200 000 экз.) Цена 3 р. 37 к. Заказ 1315.

Типография № 6 УЦБ и ПП Ленсовнархоза, Ленинград, ул. Моисеенко, 10.

ПРЕДИСЛОВИЕ

Коммунистическая партия и Советское правительство уделяют большое внимание радиоэлектронике, рассматривая ее как одну из основ технического прогресса в народном хозяйстве и как один из важнейших факторов в деле коммунистического воспитания трудящихся. Радиоэлектроника играет важную роль в выполнении величественных задач семилетнего плана развития нашей страны.

Вместе с многотысячным коллективом замечательных советских ученых и радиоинженеров в развитии и внедрении радиоэлектроники принимают участие радиолюбители, которые являются подлинными новаторами, активными бойцами за технический прогресс во всех отраслях промышленности и сельского хозяйства.

Энтузиасты-радиолюбители творчески, созидательно работают над тем, чтобы советская радиоэлектроника с максимальным эффектом служила делу коммунистического строительства. Конструируя различные радиоэлектронные устройства, проводя многочисленные эксперименты, советские радиолюбители оказывают большую помощь ученым в решении многих научных и технических задач. Радиолюбители уже сделали и, несомненно, сделают в будущем ряд важных открытий, раздвигающих границы радиоэлектроники.

Наряду с такими традиционными направлениями, как радиовещательный прием, запись и воспроизведение звука, телевидение, любители все более широко работают над применением методов радиоэлектроники в различных областях народного хозяйства, медицины и науки. Ряды радиолюбителей непрерывно пополняются людьми, которые являются специалистами в этих областях и стремятся освоить и практически использовать в своей работе достижения современной радиоэлектроники. Для этих любителей особый интерес представляют такие отрасли радиоэлектроники, как импульсная техника, измерение неэлектрических величин, автоматическое регулирование, техника счетно-решающих устройств, техника сверхвысоких частот и др.

В условиях быстрого развития современной радиоэлектроники для успешной творческой работы радиолюбителей необходимы широкий технический кругозор, глубокое понимание физических принципов действия различных радиотехнических устройств и знакомство со способами их расчета.

Стремясь дать подготовленным радиолюбителям пособие, содержащее такие сведения, редакция Массовой радиобиблиотеки Госэнергоиздата выпускает настоящее третье издание «Справочника радиолюбителя», при подготовке которого были учтены многочисленные пожелания и замечания читателей, высказанные по поводу двух предыдущих изданий. Главная особенность нового Справочника состоит в том, что наряду с обновлением содержания предыдущих изданий в него включены материалы по сравнительно новым и слабо освещенным в массовой литературе областям радиоэлектроники. Так, в Справочнике появились главы, посвященные импульсной технике, счетно-решающим устройствам, автоматическому регулированию, измерениям неэлектрических величин.

Другое отличие нового Справочника от предыдущих изданий состоит в том, что он содержит сведения не только практического, но и теоретического характера. Благодаря последовательному, хотя и краткому изложению ряда разделов Справочник может служить пособием для первоначального ознакомления с основами различных отраслей радиоэлектроники. Особый интерес для читателей, вероятно, представят главы, посвященные основам электро- и радиотехники, где, в частности, излагаются основы современной теории информации и помехоустойчивости, а также элементы техники сверхвысоких частот. Значительно более подробно, чем в предыдущих изданиях, изложены основные представления о принципах действия и способах применения полупроводниковых приборов и телевизионных устройств. Несомненную пользу принесут читателям новые разделы, посвященные антеннам и распространению радиоволн, а также новые материалы о записи и воспроизведении звука и других сигналов.

Таким образом, содержание Справочника теперь охватывает широкий круг вопросов и приближается к современным требованиям. Можно надеяться, что такой массовый Справочник принесет пользу не только широким кругам квалифицированных радиолюбителей, но и другим многочисленным читателям, которые, не являясь радиоспециалистами, практически работают с разнообразной радиоэлектронной аппаратурой.

Академик А. И. БЕРГ

ОТ ИЗДАТЕЛЬСТВА

Настоящее третье издание «Справочника радиолюбителя» предназначено для квалифицированных радиолюбителей и может быть полезно лицам, практически работающим с радиоэлектронной аппаратурой в различных отраслях народного хозяйства и техники.

Главная цель Справочника состоит в том, чтобы дать читателям основные справочные сведения из каталогов электронных ламп, полупроводниковых приборов и деталей, сведения по вопросам расчета и конструирования радиолюбительской аппаратуры, а также сведения общетеоретического характера, поясняющие принципы действия различных устройств. Благодаря систематическому изложению ряда новых разделов радиоэлектроники Справочник может быть также использован как пособие для самообразования.

При подготовке третьего издания были учтены многочисленные пожелания, высказанные на конференциях читателей, проведенных редакцией Массовой радиобиблиотеки Госэнергоиздата. Поскольку предыдущие издания были выпущены большими тиражами, редакция не сочла возможным повторить без изменений материалы в новом издании и предприняла значительную переработку всего справочника с целью его приближения к современным требованиям. В третьем издании обновлены данные каталогов, относящиеся к электронным лампам, полупроводниковым приборам и радиодеталям, улучшены расчетные формулы и графики. Заново написаны главы, посвященные полупроводниковым приборам и их применениям, приему телевидения, основам электротехники и радиотехники, переработана и расширена глава о звукозаписи. В Справочник включены новые разделы, посвященные импульсной технике, счетно-решающим устройствам, автоматическому регулированию, технике измерения неэлектрических величин, антеннам, распространению радиоволн.

Чтобы удовлетворить потребность читателей в справках не только практического, но и теоретического характера, во все перечисленные главы включены общетеоретические сведения по соответствующим областям радиотехники, причем основное внимание уделено сравнительно новым и сложным понятиям, в частности, относящимся к теории информации и помехоустойчивости и к технике сверхвысоких частот. Элементарные теоретические сведения в книгу не включены, так как они не нужны указанной выше категории читателей, для которой предназначается настоящий Справочник. Такие сведения изложены в «Справочнике начинающего радиолюбителя», выпускаемом редакцией Массовой радиобиблиотеки одновременно с настоящей книгой.

Уровень изложения всех глав, кроме гл. 20, 21 и 22, предполагает наличие у читателя подготовки по физике и математике в объеме программ средней школы. Для понимания материала, относящегося к счетно-решающим устройствам и системам автоматического регулирования, требуется знакомство с основными сведениями о дифференциальных уравнениях, которые изложены в гл. 22.

Как и в предыдущих изданиях, справочные сведения из каталогов и расчетные соотношения приводятся в сжатой форме — в виде таблиц, графиков и формуляров. Расчетные формулы приведены в упрощенных вариантах, которые, однако, обеспечивают точность, достаточную для большинства практических расчетов.

В составлении третьего издания Справочника приняли участие: Баваров С. Ф. (гл. 22), Барсуков Ф. И. (гл. 17 и 19), Богданов А. Ф. (гл. 3 и 4), Бурлянд В. А (гл. 23), Ганзбург М. Д. (гл. 8), Корольков В. Г. (гл. 14), Кривицкий Б. Х. (гл 18. 20 и 21), Кузнецов В. А. (гл. 5 и 6), Куликовский А. А. (гл. 9), Лабутин В. К. (гл. 10), Левитин Е. А. (гл. 1, 2, 7, 12, 13 и 15), Тарасов Ф. И. (гл. 11 и 16), Хахарев В. М. (гл. 17), Шумихин Ю. А. (гл. 17).

Редакция и составители надеются на дальнейшую помощь читателей и просят сообщать свои критические замечания и пожелания по адресу: Москва, Ж-114, Шлюзовая наб., 10, Госэнергоиздат, редакция Массовой радиобиблиотеки.

СОДЕРЖАНИЕ

Для заметок

ГЛАВА ПЕРВАЯ

ОБЩИЕ СПРАВОЧНЫЕ СВЕДЕНИЯ

1-1. ЛАТИНСКИЙ И ГРЕЧЕСКИЙ АЛФАВИТЫ

Латинский алфавит						Греческий алфавит					
Печатные буквы	Рукописные буквы	Название	Печатные буквы	Рукописные буквы	Название	Печатные буквы	Рукописные буквы	Название	Печатные буквы	Рукописные буквы	Название
Aa	*Aa*	а	Nn	*Nn*	эн	Αα	*Αα*	альфа	Nν	*Nν*	ни (ню)
Bb	*Bb*	бэ	Oo	*Oo*	о	Ββ	*Ββ*	бэта	Ξξ	*Ξξ*	кси
Cc	*Cc*	цэ	Pp	*Pp*	пэ	Γγ	*Γγ*	гамма	Oo	*Oo*	омикрон
Dd	*Dd*	дэ	Qq	*Qq*	ку	Δδ	*Δδ*	дельта	Ππ	*Ππ*	пи
Ee	*Ee*	э	Rr	*Rr*	эр	Εε	*Εε*	эпсилон	Pϱ	*Pρ*	ро
Ff	*Ff*	эф	Ss	*Ss*	эс	Ζζ	*Ζζ*	дзета	Σσ	*Σσς*	сигма
Gg	*Gg*	гэ	Tt	*Tt*	тэ	Ηη	*Ηη*	эта	Ττ	*Ττ*	тау
Hh	*Hh*	аш	Uu	*Uu*	у	Θϑ	*Θϑ*	тэта	Υυ	*Υυ*	ипсилон
Ii	*Ii*	и	Vv	*Vv*	вэ	Ιι	*Ιι*	иота	Φφ	*Φφ*	фи
Jj	*Jj*	йот	Ww	*Ww*	дубль-вэ	Κϰ	*Κϰ*	каппа	Χχ	*Χχ*	хи
Kk	*Kk*	ка	Xx	*Xx*	икс	Λλ	*Λλ*	ламбда	Ψψ	*Ψψ*	пси
Ll	*Ll*	эль	Yy	*Yy*	игрек	Μμ	*Μμ*	ми	Ωω	*Ωω*	омега
Mm	*Mm*	эм	Zz	*Zz*	зет						

1-2. ОБОЗНАЧЕНИЯ ОСНОВНЫХ ВЕЛИЧИН И ЕДИНИЦ ИХ ИЗМЕРЕНИЯ

Величина	Условное обозначение	Наиболее употребительные единицы	Сокращенное обозначение единицы измерения	Величина	Условное обозначение	Наиболее употребительные единицы	Сокращенное обозначение единицы измерения
Вес	G	Грамм	*г*	Добротность	Q	—	—
Вес удельный	γ	—	—	Емкость электрическая	C	Фарада	*ф*
Время	t	Секунда	*сек*				
Высота	h	Метр	*м*	Индуктивность (коэффициент самоиндукции)	L	Генри	*гн*
Диаметр	d	Метр	*м*				
Длина	l	Метр	*м*				
Длина волны	λ	Метр	*м*	Индуктивность взаимная (коэффициент взаимной индукции)	M	Генри	*гн*

Продолжение табл. 1-2

Величина	Условное обозначение	Наиболее употребительные единицы	Сокращенное обозначение единицы измерения	Величина	Условное обозначение	Наиболее употребительные единицы	Сокращенное обозначение единицы измерения
Индукция магнитная	B	Гаусс	*гс*	Поверхность	*S*	Квадратный метр	$м^2$
Количество электричества (электрический заряд)	*q*	Кулон	*к*	Проницаемость диэлектрическая	ε	—	—
Коэффициент модуляции	*m*	—	—	Проницаемость магнитная (относительная)	μ	—	—
Коэффициент полезного действия (к. п. д.)	η	—	—	Сдвиг фаз	φ	Угол в градусах	°
Коэффициент трансформации	*n*	—	—	Скорость линейная	*v*	Метр в секунду	*м/сек*
Коэффициент усиления	*K*	—	—	Сопротивление активное	*R, r*	Ом	*ом*
Коэффициент усиления электронной лампы	μ	—	—	Сопротивление внутреннее	R_i, r_i	Ом	*ом*
Крутизна характеристики электронной лампы	*S*	Миллиампер на вольт	*ма/в*	Сопротивление полное	*Z, z*	Ом	*ом*
Мощность электрическая	*P*	Ватт	*вт*	Сопротивление реактивное	*X, x*	Ом	*ом*
Напряжение электрическое	*U, u*	Вольт	*в*	Сопротивление удельное	ρ	Ом на метр	$\frac{ом \cdot мм^2}{м}$
Напряженность магнитного поля	*H*	Эрстед	*э*	Температура	*t*	Градус	°
Напряженность электрического поля	*E*	Вольт на метр	*в/м*	Ток электрический	*I, i*	Ампер	*а*
Объем	*V*	Кубический метр	$м^3$	Угол диэлектрических потерь	δ	Минута	′
Период колебания	*T*	Секунда	*сек*	Частота колебаний	*f, F*	Герц	*гц*
				Частота угловая	ω	—	—
				Число витков обмотки	*w*	—	—
				Электродвижущая сила (э. д. с)	*E, e*	Вольт	*в*
				Энергия	*W*	Ватт-час	*вт·ч*

1-3. ДЕСЯТИЧНЫЕ (МЕТРИЧЕСКИЕ) ПРИСТАВКИ

Наименование приставки	Отношение к главной единице	Сокращенное обозначение	
		русское	международное
Пико (микромикро)	10^{-12}	*п*	*p*
Нано (миллимикро)	10^{-9}	*н*	*n*
Микро	10^{-6}	*мк*	μ
Милли	10^{-3}	*м*	*m*
Санти	10^{-2}	*с*	*c*
Деци	10^{-1}	*д*	*d*
Дека	10	*да*	*da*
Гекто	10^2	*г*	*h*
Кило	10^3	*к*	*k*
Мега (мег)	10^6	*М*	*M*
Гига	10^9	*Г*	*G*
Тера	10^{12}	*Т*	*T*

1-4. МЕРЫ РАЗЛИЧНЫХ ВЕЛИЧИН

Масса

1 *т* (тонна) = 10 *ц* = 1 000 *кг* = 10^6 *г*.
1 *ц* (центнер) = 100 *кг* = 10^5 *г*.
1 *кг* (килограмм) = 1 000 *г*.
1 *г* (грамм) = 1 000 *мг*.
1 *мг* (миллиграмм) = 0,001 *г*.

Длина

1 *км* (километр) = 1 000 *м*.
1 *м* (метр) = 10 *дм*.

1 *дм* (дециметр) = 10 *см* = 0,1 *м*.
1 *см* (сантиметр) = 10 *мм* = 0,01 *м*.
1 *мм* (миллиметр) = 1 000 *мк* = 10^{-3} *м*.
1 *мк* (микрон) = 1 000 *ммк* = 10^{-6} *м*.
1 *ммк* (миллимикрон) = 10 Å = 10^{-9} *м*.
1 Å (ангстрем) = 1 000 *X* = 10^{-10} *м*.
1 *X* (икс) = 0,001 Å = 10^{-13} *м*.
Перевод дюймов в сантиметры можно произвести, пользуясь рис. 1-1.

Рис. 1-1. Перевод дюймов в сантиметры

Поверхность

1 *га* (гектар) = 100 *а* = 10^6 $м^2$.
1 *а* (ар) = 100 $м^2$ = 10^2 $м^2$.
1 $м^2$ (квадратный метр) = 100 $дм^2$.
1 $дм^2$ (квадратный дециметр) = 100 $см^2$ = 0,01 $м^2$.
1 $см^2$ (квадратный сантиметр) = 100 $мм^2$ = 10^{-4} $м^2$.
1 $мм^2$ (квадратный миллиметр) = 0,01 $см^2$ = 10^{-6} $м^2$.

Объем

1 $м^3$ (кубический метр) = 1 000 $дм^3$.
1 $дм^3$ (кубический дециметр) = 1 000 $см^3$ = 10^{-3} $м^3$.
1 $см^3$ (кубический сантиметр) = 1 000 $мм^3$ = 10^{-6} $м^3$.
1 $мм^3$ (кубический миллиметр) = 0,001 $см^3$ = 10^{-9} $м^3$.
1 *л* (литр) = 1 $дм^3$ = 1 000 $см^3$.

Температура

Число градусов стоградусной шкалы (°C) = 5/4° R = 5/9 (°F — 32) = °K — 273.

Число градусов Реомюра (°R) = 4/5° C = 4/9 (°F — 32) = = 4/5° K — 218,4.

Число градусов Фаренгейта (°F) = 9/5° C + 32 = = 9/4° R + 32 = 9/5° K + 459,5.

Число градусов Кельвина (°K) = абсолютная температура = °C + 273 = 5/4° R + 273 = 5/9° F + 255,2.

Абсолютный нуль = 0° K = —273,2° C.

Сравнительные шкалы градусов Цельсия, Реомюра, Фаренгейта и Кельвина приведены на рис. 1-2.

°C	°R	°F	°K
+100	+80	+212	+373
+90	+72	+194	+363
+80	+64	+176	+353
+70	+56	+158	+343
+60	+48	+140	+333
+50	+40	+122	+323
+40	+32	+104	+313
+30	+24	+86	+303
+20	+16	+68	+293
+10	+8	+50	+283
0	0	+32	+273
-10	-8	+14	+263
-17,8	-14	0	+255

Рис. 1-2. Сравнительные шкалы градусов Цельсия, Реомюра, Фаренгейта и Кельвина.

Время

1 сутки = 24 *ч* = 86 400 *сек.*
1 *ч* = 60 *мин* = 3 600 *сек.*
1 *мин* (минута) = 1/1 440 суток = = 60 *сек.*
1 *сек* (секунда) = 1 000 *мсек.*
1 *мсек* (миллисекунда) = 1 000 *мксек* = 10^{-3} *сек.*
1 *мксек* (микросекунда) = =0,001 *мсек* = 10^{-6} *сек.*

Давление

1 *ат* (атмосфера техническая) = =1 *кГ/см*^{2} = 735,66 *мм рт. ст.*
1 *мм рт. ст.* (миллиметр ртутного столба) = 1,36 *Г/см*^{2}.
Атмосферное давление = 760 *мм рт. ст.* = 1,033 *кГ/см*^{2}.

Ток

1 *ка* (килоампер) = 1 000 *а* = 10^3 *а.*
1 *а* (ампер) = 1 000 *ма.*
1 *ма* (миллиампер) = 1 000 *мка* = = 10^{-3} *а.*
1 *мка* (микроампер) = 0,001 *ма* = = 10^{-6} *а.*

Напряжение и э. д. с.

1 *кв* (киловольт) = 1 000 *в* = 10^3 *в.*
1 *в* (вольт) = 1 000 *мв.*
1 *мв* (милливольт) = 1 000 *мкв* = 10^{-3} *в.*
1 *мкв* (микровольт) = 0,001 *мв* = 10^{-6} *в.*

Сопротивление

1 *Мом* (мегом) = 1 000 *ком* = 10^6 *ом.*
1 *ком* (килоом) = 1 000 *ом* = 10^3 *ом.*
1 *ом* (ом) = 0,001 *ком.*

Мощность

1 *квт* (киловатт) = 1 000 *вт* = 10^3 *вт.*
1 *вт* (ватт) = 1 000 *мвт.*
1 *мвт* (милливатт) = 1 000 *мквт* = 10^{-3} *вт.*
1 *мквт* (микроватт) = 0,001 *мвт* = 10^{-6} *вт.*
1 *вт* = 1 *дж* (джоуль) в 1 *сек* = 10^7 *эрг* в 1 *сек.*
1 *квт* = 102 *кГ/м* в 1 *сек* = 1,36 *л. с.* (лошадиной силы).

Работа и энергия

1 *квт·ч* (киловатт-час) = 10 *гвт·ч.*
1 *гвт·ч* (гектоватт-час) = 100 *вт·ч.*
1 *вт·ч* (ватт-час) = 3 600 *вт·сек* (ватт-секундам).
1 *дж* (джоуль) = 1 *вт·сек.*
1 *эрг* = 10^{-7} *вт·сек.*
1 *кГм* (килограммометр) = 9,81 *вт·сек.*
1 *ккал* (килокалория) = 1,16 *вт·ч.*

Емкость

1 *ф* (фарада) = 10^6 *мкф.*
1 *мкф* (микрофарада) = 10^6 *пф* = 10^{-6} *ф.*
1 *пф* (пикофарада) = 10^{-6} *мкф* = 10^{-12} *ф* = 0,9*см.*
1 *см* (сантиметр) = 1,11 *пф* = $1{,}11 \cdot 10^{-6}$ *мкф* = $1{,}11 \times 10^{-12}$ *ф.*

Индуктивность

1 *гн* (генри) = 100 *мгн.*
1 *мгн* (миллигенри) = 1 000 *мкгн* = 10^{-3} *гн.*
1 *мкгн* (микрогенри) = 10^{-3} *мгн* = 10^{-6} *гн* = 1 000 *см.*
1 *см* (сантиметр) = 10^{-3} *мкгн* = 10^{-6} *мгн* = 10^{-9} *гн.*

Частота

1 *Мгц* (мегагерц) = 1 000 *кгц* = 10^6 *гц.*
1 *кгц* (килогерц) = 1 000 *гц* = 10^3 *гц.*
1 *гц* (герц) = 10^{-3} *кгц* = 10^{-6} *Мгц.*

ГЛАВА ВТОРАЯ
МАТЕМАТИКА

2-1. НЕКОТОРЫЕ МАТЕМАТИЧЕСКИЕ ЗНАКИ И СИМВОЛЫ

÷ от — до
≠ не равно
≈ примерно равно
< меньше
> больше
⩽ меньше или равно
⩾ больше или равно
≪ много меньше
≫ много больше
→ стремится к ...
π пи (отношение длины окружности к диаметру)
° градус
′ минута
″ секунда
Σ сумма
√ корень из ...
d дифференциал
∫ интеграл
|| абсолютная величина
Δ дельта (небольшое изменение)
$\overset{\frown}{AB}$ дуга *AB*
lim предел
∞ бесконечность
log логарифм (при любом основании)
lg логарифм десятичный
ln логарифм натуральный
sin синус
cos косинус
tg тангенс
ctg котангенс
arc дуга, угол
e основание натуральных логарифмов

Важные значения π

$\pi = 3{,}14\ (3{,}14159\ \ldots)$	$\pi/2 = 1{,}57\ (1{,}5708\ \ldots)$
$2\pi = 6{,}28\ (6{,}2832\ \ldots)$	$\pi/3 = 1{,}05\ (1{,}0472\ \ldots)$
$\pi^2 = 9{,}87\ (9{,}8696\ \ldots)$	$\pi/4 = 0{,}78\ (0{,}7854\ \ldots)$
$\pi^3 = 31\ (31{,}0063\ \ldots)$	$\sqrt{\pi} = 1{,}77\ (1{,}7724\ \ldots)$
$\lg \pi = 0{,}5\ (0{,}49715\ \ldots)$	$\sqrt[3]{\pi} = 1{,}46\ (1{,}4645\ \ldots)$

2-2. СРЕДНИЕ ЗНАЧЕНИЯ

Среднее арифметическое *n* величин =

$$= \frac{a_1 + a_2 + a_3 + \ldots + a_n}{n}.$$

Среднее арифметическое двух величин $= \frac{a_1 + a_2}{2}$.

Среднее геометрическое n величин $= \sqrt[n]{a_1 a_2 a_3 \ldots a_n}$.

Среднее геометрическое двух величин $= \sqrt{a_1 a_2}$.

2-3. СТЕПЕНИ И КОРНИ

	Примеры
$a^n = \overbrace{aaa \ldots a}^{n \text{ раз}}$	$5^3 = 5 \cdot 5 \cdot 5 = 125$
$10^n = \overbrace{10 \cdot 10 \cdot 10 \ldots 10}^{n \text{ раз}} = 1\underbrace{000 \ldots 0}_{n \text{ нулей}}$	$10^5 = 10 \cdot 10 \cdot 10 \cdot 10 \cdot 10 = 100\,000$
$a^1 = a$	$5^1 = 5$
$a^0 = 1$	$20^0 = 1$
$a^{-n} = \frac{1}{a^n}$	$5^{-2} = \frac{1}{5^2} = 0{,}04$
$a^{\frac{1}{n}} = \sqrt[n]{a}$	$27^{\frac{1}{3}} = \sqrt[3]{27} = 3$
$a^{\frac{m}{n}} = \sqrt[n]{a^m}$	$4^{\frac{3}{2}} = \sqrt{4^3} = 8$

Действия со степенями и корнями

	Примеры
$(abc \ldots)^n = a^n b^n c^n \ldots$	$(2 \cdot 4 \cdot 5)^2 = 2^2 \cdot 4^2 \cdot 5^2 = 1\,600$
$\left(\frac{a}{b}\right)^n = \frac{a^n}{b^n}$	$\left(\frac{2}{4}\right)^3 = \frac{2^3}{4^3} = 0{,}125$
$a^n b^n c^n \ldots = (abc \ldots)^n$	$2^3 \cdot 3^3 \cdot 4^3 = (2 \cdot 3 \cdot 4)^3 = 13\,824$
$\frac{a^n}{b^n} = \left(\frac{a}{b}\right)^n$	$\frac{4^2}{2^2} = \left(\frac{4}{2}\right)^2 = 4$
$a^m a^n = a^{m+n}$	$3^2 \cdot 3^3 = 3^{2+3} = 3^5 = 243$
$\frac{a^m}{a^n} = a^{m-n}$	$\frac{10^4}{10^2} = 10^{4-2} = 10^2 = 100$
$(a^m)^n = a^{mn}$	$(2^2)^3 = 2^{2 \cdot 3} = 2^6 = 64$
$\sqrt[n]{abc} = \sqrt[n]{a}\,\sqrt[n]{b}\,\sqrt[n]{c}$	$\sqrt{4 \cdot 9 \cdot 25} = \sqrt{4} \cdot \sqrt{9} \cdot \sqrt{25} = 30$
$\sqrt[n]{\frac{a}{b}} = \frac{\sqrt[n]{a}}{\sqrt[n]{b}}$	$\sqrt[3]{\frac{8}{27}} = \frac{\sqrt[3]{8}}{\sqrt[3]{27}} = \frac{2}{3}$
$\frac{\sqrt[n]{a}}{\sqrt[n]{b}} = \sqrt[n]{\frac{a}{b}}$	$\frac{\sqrt{16}}{\sqrt{25}} = \sqrt{\frac{16}{25}} = \frac{4}{5}$
$\left(\sqrt[n]{a}\right)^m = \sqrt[n]{a^m}$	$(\sqrt{25})^3 = \sqrt{25^3} = 125$

2-4. ФОРМУЛЫ СОКРАЩЕННОГО УМНОЖЕНИЯ

$$(a + b)^2 = a^2 + 2ab + b^2; \quad (a - b)^2 = a^2 - 2ab + b^2;$$

$$(a + b)^3 = a^3 + 3a^2b + 3ab^2 + b^3;$$

$$(a - b)^3 = a^3 - 3a^2b + 3ab^2 - b^3;$$

$$a^2 - b^2 = (a + b)(a - b),$$

$$a^3 + b^3 = (a + b)(a^2 - ab + b^2);$$

$$a^3 - b^3 = (a - b)(a^2 + ab + b^2)$$

2-5. ЛОГАРИФМЫ

Логарифм числа x при основании A, т. е. $\log_A x$, есть показатель степени n, в которую нужно возвести основание A, чтобы получить число x:

$$x = A^n; \quad \log_A x = n.$$

Пример. $25 = 5^2$, $\log_5 25 = 2$.

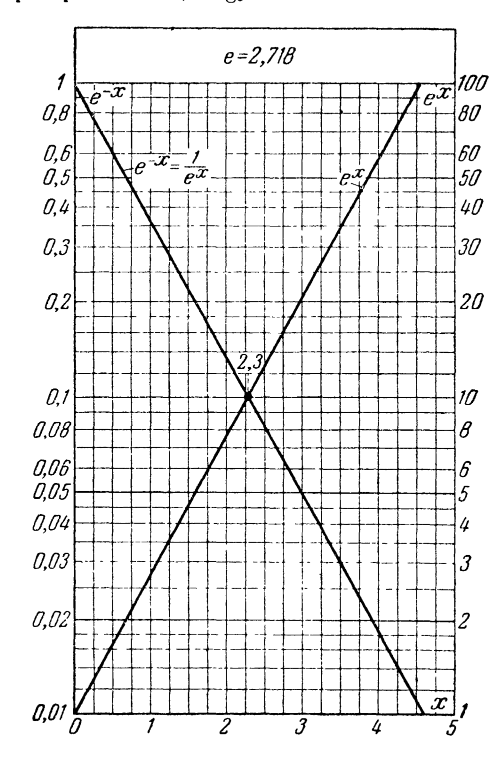


Рис. 2-1. График для определения величин e^x и e^{-x}.

Натуральный логарифм (обозначается $\ln x$) есть логарифм числа x при основании $e = 2{,}718^* \ldots$:

$$x = e^n, \quad \ln x = n.$$

Пример. $4{,}5 = e^{1,5}$; $\ln 4{,}5 = 1{,}5$.

Для определения величин e^x и e^{-x} приводится график на рис. 2-1.

Десятичный логарифм ($\log x$, обозначается $\lg x$) есть логарифм числа x при основании 10:

$$x = 10^n, \quad \lg x = n.$$

Пример. $x = 10^3$; $\lg x = 3$.

Логарифм состоит из целой части — характеристики и дробной части — мантиссы

Характеристика десятичного логарифма представляет собой цифру, на единицу меньшую, чем количество знаков в целой части числа.

* Число $e = 2{,}718 \ldots$ часто встречается в радиотехнике в выражениях для затухания, заряда и разряда конденсатора, токов замыкания и размыкания в катушках, нагрева и охлаждения, тока эмиссии и т. д.

Характеристика числа, меньшего единицы, отрицательна; число единиц в ней равно количеству нулей, стоящих влево от первой значащей цифры, включая «нуль целых» (например, lg 0,45 = $\overline{1}$,65; lg 0,045 = $\overline{2}$,65).

Для натуральных логарифмов характеристика умножается на коэффициент $n = 2,3$.

Мантисса находится из графика (рис. 2-2) или разыскивается в специальных таблицах.

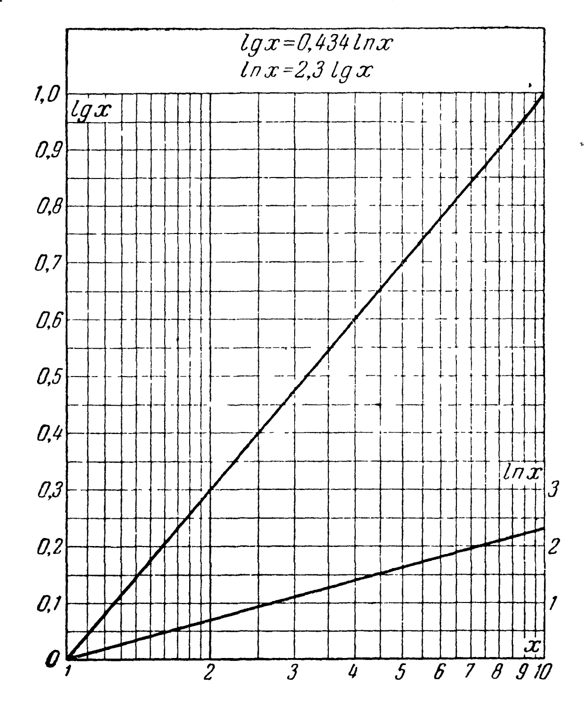


Рис. 2-2. График для нахождения логарифма числа.

Логарифмирование позволяет упростить математические действия. Для этого числа заменяются их логарифмами, для которых затем применяются сложение вместо умножения, вычитание вместо деления, умножение вместо возведения в степень и деление вместо извлечения корня:

$\lg ab = \lg a + \lg b$ $\qquad$ $\lg 5 \cdot 8 = \lg 5 + \lg 8$

$\lg \frac{a}{b} = \lg a - \lg b$ $\qquad$ $\lg \frac{3}{5} = \lg 3 - \lg 5$

$\lg a^n = n \lg a$ $\qquad$ $\lg 6^3 = 3 \lg 6$

$\lg \frac{1}{a^n} = \lg a^{-n} = -n \lg a$ $\qquad$ $\lg \frac{1}{4^3} = -3 \lg 4$

$\lg \sqrt{a} = \lg a^{\frac{1}{2}} = \frac{1}{2} \lg a$ $\qquad$ $\lg \sqrt{7} = \frac{1}{2} \lg 7$

$\lg \sqrt[n]{a^m} = \lg a^{\frac{m}{n}} = \frac{m}{n} \lg a$ $\qquad$ $\lg \sqrt[3]{8^2} = \frac{2}{3} \lg 8$

Для получения результатов расчета после логарифмирования производится обратное действие — потенцирование, т. е. определение числа по найденному логарифму.

Логарифм с отрицательной характеристикой и положительной мантиссой можно преобразовать в отрицательное число, и наоборот. Для этого цифру, выражающую характеристику, в первом случае уменьшают, а во втором увеличивают на единицу. Мантиссу в обоих случаях вычитают из единицы. Например: $\overline{2}$,5105 = —1,4895 или —6,1698 = $\overline{7}$,8302.

Пример 1. lg 4,5 = 0,65 (логарифмы чисел от 1 до 10 находятся непосредственно из графика).

Пример 2. lg 5 250 = ?

Характеристика (по определению) = 3, а мантисса (по графику для $x = 5,25$) ≈ 0,73. Отсюда lg 5 250 = 3 + + 0,73 = 3,73.

Пример 3. ln 4,5 = 1,5 (непосредственно из графика).

Пример 4. ln 5 250 =?

Характеристика (по определению) = $3n$, а мантисса (по графику для $x = 5,25$) ≈ 1,7.

Отсюда ln 5 250 = $3n$ + 1,7 = 3·2,3 + 1,7 = 8,6.

Пример 5. $x = 5\,250 \cdot 4,5$.

Значит, $\lg x = \lg 5\,250 + \lg 4,5 = 3,73 + 0,65 = 4,38$.

Отсюда по графику для $\lg x = 0,38$ находим значение $x = 2,4$.

Так как характеристика равна 4, то количество знаков искомого числа равно 5. Следовательно, $x \approx 24\,000$.

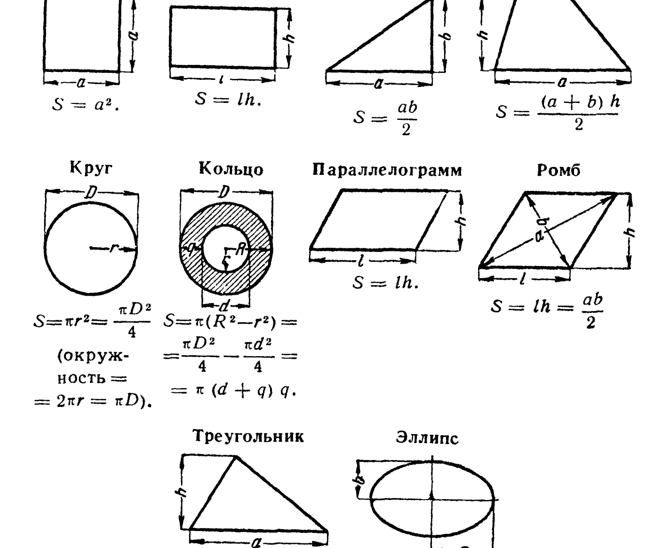
Пример 6.

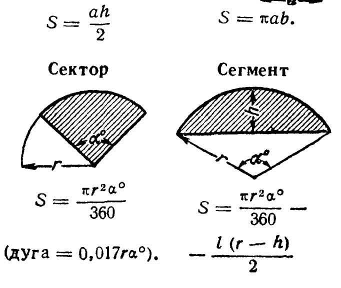
$$x = \frac{250}{0,05};$$

$\lg x = \lg 250 - \lg 0,05 = 2,4 - \overline{2},7 = 2,4 - (-2) - 0,7 = 3,7$.

Следовательно, $x = 5\,000$.

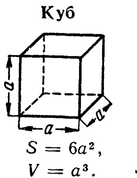
2-6. ПЛОЩАДИ (S) ФИГУР





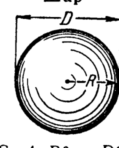
2-7. ПОВЕРХНОСТИ (S) и ОБЪЕМЫ (V)

Куб



$S = 6a^2$,
$V = a^3$.

Шар



$S = 4\pi R^2 = \pi D^2$;
$V = \frac{4\pi R^3}{3} = \frac{rD^3}{6}$.

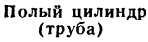
Конус



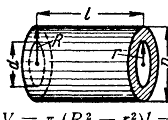
$S_{бок} = \pi rl$;
$S_{полн} = \pi r(l + r)$;
$V = \frac{\pi r^2 h}{3}$.

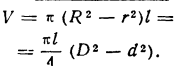
Цилиндр

$S_{бок} = 2\pi rl$;
$V = \pi r^2 l$;
$S_{полн} = 2\pi r(l + r)$.



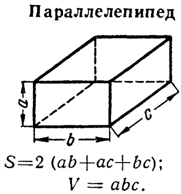
Полый цилиндр (труба)





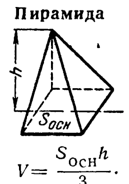
$V = \pi(R^2 - r^2)l = \frac{\pi l}{4}(D^2 - d^2)$.

Параллелепипед



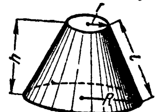
$S = 2(ab + ac + bc)$;
$V = abc$.

Пирамида

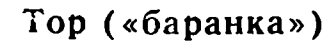


$V = \frac{S_{осн} h}{3}$.

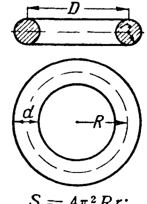
Усеченный конус



$S_{бок} = \pi l(R + r)$ $S_{полн} = \pi[R^2 + r^2 + l(R + r)]$,
$V = \frac{\pi h}{3}(R^2 + r^2 + Rr)$.



Тор («баранка»)



$S = 4\pi^2 Rr$;
$V = \frac{\pi^2 Dd^2}{4} = 2\pi^2 Rr^2$.

2-8. УГЛОВЫЕ МЕРЫ

Углы выражаются в градусных и дуговых мерах.

Градусные меры. Единицей в этих мерах служит градус (°), т. е. $^1/_{90}$ часть прямого угла. В соответствии с этим полная окружность содержит 360°.

1° = 60′ (минут); 1′ = 60″ (секунд); прямой угол = 90°.

Дуговые меры. Единицей в этих мерах служит радиан — угол, у которого длина дуги равна радиусу. В градусной мере $1\ рад = \frac{360}{2\pi} = 57°17'44{,}8''$.

Угол в радианах выражается отвлеченным числом, которое дает отношение данного угла к радиану (т. е. показывает, сколько радианов содержится в данном угле).

Пересчет градусов в радианы

Угол α в радианах равен числу 0,0175, умноженному на угол в градусах (например, угол $\alpha = 20°$, выраженный в радианах, равен $0{,}0175 \cdot 20 = 0{,}35$).

Угол α в градусах равен числу 57, умноженному на угол в радианах (например, угол $\alpha = 1{,}5$ *рад*, выраженный в градусах, равен $57 \cdot 1{,}5 = 85{,}5°$).

Важнейшие углы

в градусах	в радианах
1°	0,0175
57,3°	1
90°	π/2, или 1,57
180°	π, или 3,14
270°	3π/2, или 4,71
360°	2π, или 6,28

2-9. ТРИГОНОМЕТРИЧЕСКИЕ ФУНКЦИИ УГЛА

Основные тригонометрические функции. синус (sin); косинус (cos); тангенс (tg); котангенс (ctg).

Для острого угла

$\frac{a}{c} = \sin\alpha$; $\frac{b}{c} = \cos\alpha$;

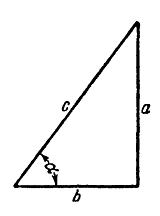
$\frac{a}{b} = \operatorname{tg}\alpha$; $\frac{b}{a} = \operatorname{ctg}\alpha$;

$\sin\alpha = \cos(90 - \alpha)$;

$\cos\alpha = \sin(90 - \alpha)$;

$\operatorname{tg}\alpha = \operatorname{ctg}(90 - \alpha)$;

$\operatorname{ctg}\alpha = \operatorname{tg}(90 - \alpha)$.



Значения тригонометрических функций для важнейших углов

Угол α	sin	cos	tg	ctg
0°	0	1	0	∞
30°	0,5	$\frac{\sqrt{3}}{2} \approx 0{,}866$	$\frac{\sqrt{3}}{3} \approx 0{,}577$	$\sqrt{3} \approx 1{,}732$
45°	$\frac{\sqrt{2}}{2} \approx 0{,}707$	$\frac{\sqrt{2}}{2} \approx 0{,}707$	1	1
60°	$\frac{\sqrt{3}}{2} \approx 0{,}866$	0,5	$\sqrt{3} \approx 1{,}732$	$\frac{\sqrt{3}}{3} \approx 0{,}577$
90°	1	0	∞	0

Значения тригонометрических функций для углов от 0 до 90°

График для определения тригонометрических функций приведен на рис. 2-3.

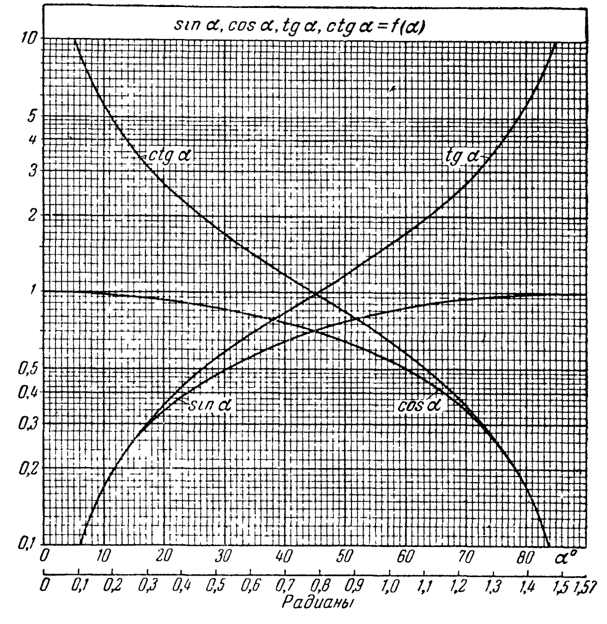
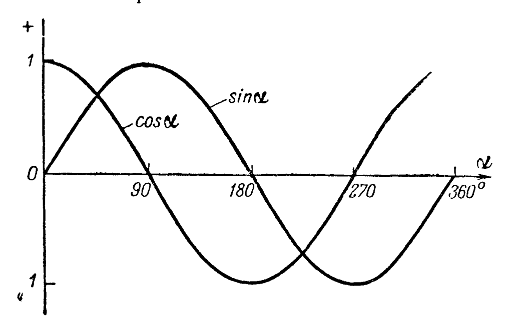


Рис. 2-3. График для определения тригонометрических функций.

Если угол больше 90°, но меньше 360°, то его тригонометрические функции определяются следующим образом: находится разность между данным углом и ближайшим к нему из углов 180 или 360° и затем вычисляется нужная функция от этой разности; перед результатом ставится знак + или — (по таблице).

Функция	Величина угла			Функция	Величина угла		
	90—180°	180—270°	270—360°		90—180°	180—270°	270—360°
sin	+	—	—	tg	—	+	—
cos	—	—	+	ctg	—	+	—

Характер изменения тригонометрических функций угла показан на рис. 2-4.



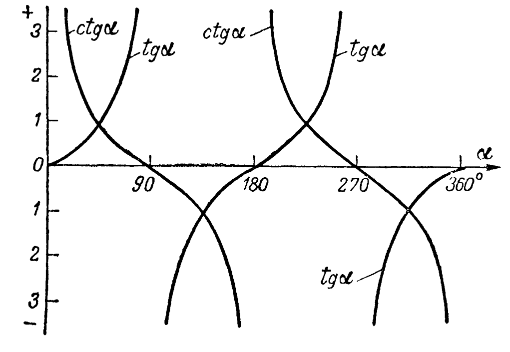


Рис. 2-4. Характер изменения тригонометрических функций угла.

Примеры: $\sin 300° = -\sin 60°$ (так как $360° - 300° = 60°$);

$\cos 145° = -\cos 35°$ (так как $180° - 145° = 35°$);

$\mathrm{tg}\, 230° = +\mathrm{tg}\, 50°$ (так как $230° - 180° = 50°$).

Для малых углов (до 10°) значения длины дуги (т. е. угол в радианах), синуса и тангенса практически одинаковы и изменяются прямо пропорционально углу:

α (радиан) $\approx \sin\alpha \approx \mathrm{tg}\,\alpha$.

α°	1	2	3	4		10
α радиан . . .	0,0175	0,035	0,052	0,07	. . .	0,175
sin α	0,0175	0,035	0,052	0,07	. . .	0,174
tg α	0,0175	0,035	0,052	0,07	. . .	0,176

Угол 1′ в радианах примерно равен 0,0003.

Значения некоторых тригонометрических функций, встречающихся в радиотехнических расчетах

$\cos(\alpha + \beta) = \cos\alpha\cos\beta - \sin\alpha\sin\beta$;

$\sin(\alpha + \beta) = \sin\alpha\cos\beta + \cos\alpha\sin\beta$;

$\cos\alpha\cos\beta = \frac{1}{2}[\cos(\alpha - \beta) + \cos(\alpha + \beta)]$;

$\sin\alpha\sin\beta = \frac{1}{2}[\cos(\alpha - \beta) - \cos(\alpha + \beta)]$;

$\cos^2\alpha = \frac{1}{2} + \frac{1}{2}\cos 2\alpha$, $\sin^2\alpha = \frac{1}{2} - \frac{1}{2}\cos 2\alpha$;

$\cos^3\alpha = \frac{3}{4}\cos\alpha + \frac{1}{4}\cos 3\alpha$;

$\sin^3\alpha = \frac{3}{4}\sin\alpha - \frac{1}{4}\sin 3\alpha$;

$\cos^2\alpha + \sin^2\alpha = 1$.

2-10. ОСНОВНЫЕ ПРАВИЛА ПРИБЛИЖЕННЫХ ВЫЧИСЛЕНИЙ

1. Если приближенное число содержит лишние или неверные знаки, то его следует округлить. При округлении сохраняются только верные знаки, лишние знаки отбрасываются, причем если первая отбрасываемая цифра больше 4, то последняя сохраняемая цифра увеличивается на единицу. Если отбрасываемая часть состоит только из одной цифры 5, то округляют обычно так, чтобы последняя цифра оставалась четной.

Примеры: $73{,}54 \approx 73{,}5$; $73{,}55 \approx 73{,}6$; $0{,}7345 \approx 0{,}734$; $99{,}96 \approx 100{,}0$; $73\,542 \approx 735 \cdot 10^2$.

2. При сложении и вычитании приближенных чисел в результате следует сохранять столько десятичных знаков, сколько их имеется в приближенном числе с наименьшим количеством десятичных знаков.

Пример. $274{,}1 + 87{,}43 \approx 361{,}5$.

3. При умножении и делении в результате следует сохранять столько значащих цифр, сколько их имеет приближенное число с наименьшим количеством значащих цифр (без нулей).

Примеры: $3{,}2 \cdot 12{,}56 = 40{,}192 \approx 40{,}2$;

$$\frac{243{,}25}{11{,}2} \approx 21{,}7.$$

4. При возведении в квадрат и куб в результате следует сохранять столько значащих цифр, сколько их имеет возводимое в степень приближенное число.

Пример. $3{,}14^2 = 9{,}8696 \approx 9{,}87$.

5. При извлечении квадратного или кубического корня в результате следует брать столько значащих цифр, сколько их имеет подкоренное приближенное число.

Пример. $\sqrt{31} = 5{,}4772 \approx 5{,}5$.

6. Если некоторые приближенные числа имеют больше десятичных знаков (при сложении или вычитании) или больше значащих цифр (при умножении, делении, возведении в степень, извлечении корня), чем другие, то их предварительно следует округлять, сохраняя только одну лишнюю цифру.

Примеры: $103{,}7 - 21{,}3385 \approx 103{,}7 - 21{,}34 \approx 82{,}4$; $1{,}2 \cdot 37{,}82 \cdot 27{,}425 \approx 1{,}2 \cdot 37{,}8 \cdot 27{,}4 \approx 1{,}2 \cdot 10^3$;

$$\frac{4{,}3}{0{,}63452} \approx \frac{4{,}3}{0{,}634} \approx 6{,}8.$$

7. Если вычисление приходится производить с функциями малых величин вида $1 \pm \alpha$ или $A \pm \beta$, где $\alpha \ll 1$ и $\beta \ll A$, то расчеты можно сильно упростить, пользуясь

приближенными формулами, приведенными в следующей таблице.

Номер формулы	Функция	Приближенная формула
1	$(1 \pm \alpha)^n$	$1 \pm n\alpha$
2	$\frac{1}{1 \pm \alpha}$	$1 \mp \alpha$
3	$\frac{1}{(1 \pm \alpha)^n}$	$1 \mp n\alpha$
4	$\sqrt[n]{1 \pm \alpha}$	$1 \pm \frac{1}{n}\alpha$
5	$\frac{1}{\sqrt[n]{1 \pm \alpha}}$	$1 \mp \frac{1}{n}\alpha$
6	$e^{\pm\alpha}$	$1 \pm \alpha$
7	$a^{\pm\alpha}$	$1 \pm \alpha \ln a$
8	$\ln(1 \pm \alpha)$	$\pm \alpha$
9	$\lg(1 \pm \alpha)$	$\pm 0{,}43\alpha$

Выражения вида $A \pm \beta$ при этом можно написать в виде $A\left(1 \pm \frac{\beta}{A}\right)$ и после этого применять формулы для функций вида $1 \pm \alpha$, считая $\alpha = \frac{\beta}{A}$.

Примеры из радиотехнической практики

1. На сколько процентов изменится индуктивность катушки при изменении числа витков на 2%?

Индуктивность пропорциональна квадрату числа витков, т. е. $L = kw^2$, где k — постоянный коэффициент, а w — число витков. Следовательно, при изменении w на величину Δw получим:

$$L \pm \Delta L = k(w \pm \Delta w)^2 = kw^2\left(1 + \frac{\Delta w}{w}\right)^2 = L\left(1 + \frac{\Delta w}{w}\right)^2.$$

Полагая $\frac{\Delta w}{w} = \alpha$, можем написать по формуле (1):

$$L \pm \Delta L = L(1 \pm \alpha)^2 \approx L\left(1 + \frac{1}{2}\alpha\right).$$

В нашем случае $\frac{\Delta w}{w} = \alpha = +0{,}02$, следовательно,

$$L + \Delta L = L\left(1 + \frac{1}{2}0{,}02\right) = L(1 + 0{,}01),$$

т. е. при изменении числа витков на 2% индуктивность изменяется на 1%.

2. Как изменится резонансная частота контура вследствие изменения емкости на 1%?

При постоянстве индуктивности частота пропорциональна корню квадратному из емкости, т. е. $f = k\sqrt{C}$, где k — постоянный коэффициент. При изменении C на величину ΔC получим:

$$f \pm \Delta f = k\sqrt{C \pm \Delta C} = k\sqrt{C}\sqrt{1 + \frac{\Delta C}{C}} = f\sqrt{1 + \frac{\Delta C}{C}}.$$

Обозначая $\frac{\Delta C}{C} = \alpha$, получаем.

$$f \pm \Delta f = f\sqrt{1 \pm \alpha} \approx f(1 \pm \alpha) \text{ [по формуле (4)].}$$

Следовательно, в нашем случае

$$f \pm \Delta f = f\sqrt{1 \pm 0{,}01} = f\left(1 \pm \frac{1}{2}\cdot 0{,}01\right) = f(1 \pm 0{,}005),$$

т. е. при изменении емкости на 1% частота контура изменится на 0,5%.

Вывод. Изменение частоты в процентах вдвое меньше изменения индуктивности или емкости, выраженных в процентах.

2-11. ЛОГАРИФМИЧЕСКАЯ ЛИНЕЙКА

Логарифмическая линейка, устройство которой основано на использовании свойств логарифмов, позволяет

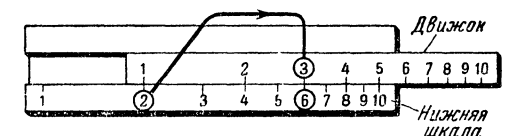


Рис. 2-5. Умножение.

быстро производить вычисления с точностью до трех знаков, вполне достаточной для большинства радиотехнических расчетов.

Основные и простейшие вычисления при ее помощи — умножение и деление.

Умножение. Умножить 2 на 3.

Передвигаем движок так, чтобы цифра 1 на движке пришлась против цифры 2 на нижней шкале линейки;

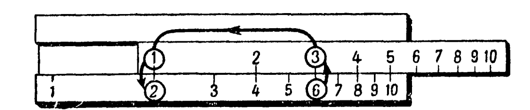


Рис. 2-6. Деление.

тогда против цифры 3 на шкале движка читаем на нижней шкале линейки ответ: 6 (рис. 2-5).

Для многозначных чисел порядок действия такой же.

Если при перемножении движок выдвигается вправо, то число знаков в целой части произведения равно сумме чисел знаков сомножителей минус единица. Например, $20 \cdot 40 = 800$ (в множимом и множителе по два знака, сумма знаков — четыре, значит, в произведении будет на один знак меньше, т. е. три знака).

Если движок выдвигается влево, то число знаков в произведении равно сумме чисел знаков сомножителей ($30 \times 4 = 120$).

Деление. Разделить 6 на 3.

Передвигаем движок так, чтобы цифра 3 на шкале движка пришлась против цифры 6 на нижней шкале линейки; тогда против цифры 1 на шкале движка читаем на нижней шкале линейки ответ. 2 (рис. 2-6).

Для многозначных чисел порядок действия такой же.

Если при делении движок выходит направо, то число знаков в целой части частного равно разности чисел знаков делимого и делителя плюс единица (80 : 4 = 20).

Если движок выходит налево, то число знаков частного равно разности чисел знаков делимого и делителя (40 : 5 = 8).

На практике при вычислениях при помощи линейки ответ обычно приближенно прикидывается в уме и таким образом определяется число знаков в произведении или в частном.

Возведение в квадрат. Возвести в квадрат 2.

Установим визирную линию бегунка (подвижной рамки) на число 2 на нижней шкале линейки; тогда результат прочтем на верхней шкале линейки (рис. 2-7).

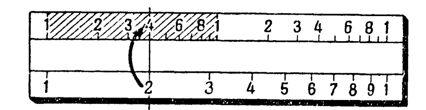


Рис. 2-7. Возведение в квадрат.

Если квадрат числа находится в правой половине верхней шкалы, то число знаков в его целой части равно удвоенному количеству знаков числа, возводимого в квадрат. Если квадрат находится в левой половине (на рисунке заштрихована), то число знаков в его целой части равно удвоенному числу знаков минус единица (например, $2^2 = 4$, $7^2 = 49$). На практике и в этом случае ответ приближенно прикидывается в уме.

Извлечение квадратного корня. Извлечь корень из 4.

Поставим визирную линию бегунка на цифру 4 в левой половине верхней шкалы линейки, тогда на нижней шкале линейки прочтем ответ: 2 (рис 2-8).

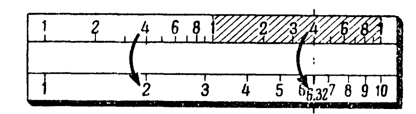


Рис. 2-8. Извлечение квадратного корня.

Если визир бегунка установить на цифру 4 в правой части шкалы линейки (что соответствует числам с четным количеством цифр, например: 40, 4 000 и т. д.), то на нижней шкале прочтем ответ· 6,32 63,2 и т. д

Чтобы решить, в какой половине верхней шкалы линейки (левой или правой) нужно искать подкоренное число, пользуются следующим правилом.

Подкоренное число разбивают на группы по две цифры влево от запятой, если оно равно или больше единицы, и вправо от запятой, если оно меньше единицы Например, число 2125,03 разбивают на две группы влево от запятой, т. е. 21/25,03; соответственно число 300 разбивают на 3/00, число 0,005 разбивают на две группы вправо от запятой, т. е. 0,00/5.

Если в крайней левой группе (для чисел $\geqslant 1$) или в той, которая идет за сплошными нулями (для чисел <1), окажется одна цифра, то нужно пользоваться левой половиной верхней шкалы линейки (как было сделано для $\sqrt{4}$), а если две цифры, то правой (как для $\sqrt{40}$).

Количество цифр целой части искомого числа для чисел $\geqslant 1$ равно числу всех групп, на которые было разбито подкоренное число, включая неполные. Для чисел меньше 1 количество нулей после запятой равно числу нулевых групп в подкоренном числе; при этом «нуль целых» за группу не считается

Пример 1. $\sqrt{200}$. Число 200 больше единицы и разбивается на две группы В крайней левой группе одна цифра, следовательно, пользоваться надо левой половиной верхней шкалы Ответ (на нижней шкале линейки) один-четыре-один-четыре. Так как групп две, то искомое число равно 14,14.

Пример 2. $\sqrt{0{,}000002}$. Число 0,000002 меньше единицы и разбивается на три группы. В группе, идущей за сплошными нулями, одна значащая цифра, следовательно, пользоваться надо левой половиной верхней шкалы. Число групп со сплошными нулями—две. Ответ: 0,001414.

2-12. ЛОГАРИФМИЧЕСКИЙ МАСШТАБ

В радиотехнической практике часто приходится строить различные графики (например, частотные характеристики) в логарифмическом масштабе, что позволяет значительно расширить пределы отсчета, не увеличивая размеров чертежа. Для этого по осям графика откладываются не сами числа, а их логарифмы (рис. 2-9), так же как это сделано на шкалах логарифмической линейки. Если по одной оси масштаб сделан логарифмический, а по другой обычный (линейный), то такую масштабную сетку называют полулогарифмической (рис. 2-10).

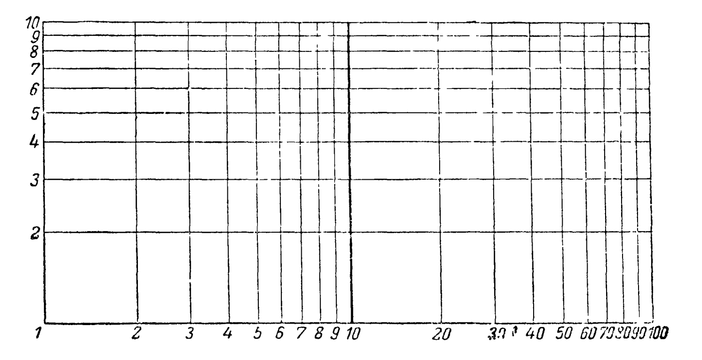


Рис. 2-9. Логарифмический масштаб.

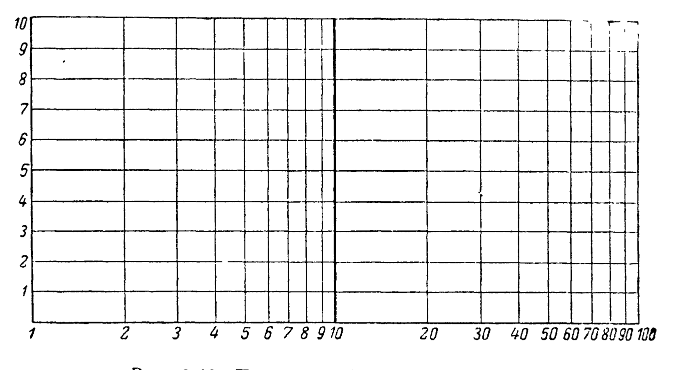


Рис. 2-10. Полулогарифмический масштаб.

Построить логарифмический масштаб можно двумя способами

1. Если размеры чертежа позволяют, то на нужную ось переносятся деления с логарифмической линейки.

2. Если размеры чертежа ограничены, то выбирают удобную длину единицы масштаба l. Каждая такая единица соответствует увеличению числа в 10 раз, т. е., если начало отсчета принять за 1, то конец масштабной единицы будет равен 10 Следующая масштабная единица начнется с 10 и закончится на 100, и т. д.

Длину промежуточных делений между 1 и 10 вычисляют по следующей таблице:

Расстояние от	1 до	2	равно	$l\cdot 0{,}3$
»	» 1	» 3	»	$l\cdot 0{,}47$
»	» 1	» 4	»	$l\cdot 0{,}6$
»	» 1	» 5	»	$l\cdot 0{,}7$
»	» 1	» 6	»	$l\cdot 0{,}78$
»	» 1	» 7	»	$l\cdot 0{,}85$
»	» 1	» 8	»	$l\cdot 0{,}9$
»	» 1	» 9	»	$l\cdot 0{,}95$

Например, для $l = 50$ *мм* получаем:

Длина	промежутка	1—2	равна	$50\cdot 0{,}3 = 15$ *мм*
»	»	1—3	»	$50\cdot 0{,}47 = 23{,}5$ *мм*
»	»	1—4	»	$50\cdot 0{,}6 = 30$ *мм*
»	»	1—5	»	$50\cdot 0{,}7 = 35$ *мм*
»	»	1—6	»	$60\cdot 0{,}78 = 39$ *мм*
»	»	1—7	»	$50\cdot 0{,}85 = 42{,}5$ *мм*
»	»	1—8	»	$50\cdot 0{,}9 = 45$ *мм*
»	»	1—9	»	$50\cdot 0{,}95 = 47{,}5$ *мм*.

2-13. ГРАФИЧЕСКИЙ МЕТОД ВЫЧИСЛЕНИЙ

Часто встречающиеся вычисления вида $x = \sqrt{a^2 + b^2}$ (например, при суммировании активного и реактивного сопротивлений) можно быстро решить графическим способом. Для этого на миллиметровой бумаге строится прямоугольный треугольник (рис. 2-11), у которого катеты откладываются в определенном масштабе; тогда гипотенуза даст искомую величину x в том же масштабе.

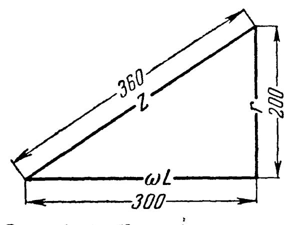


Рис. 2-11. К графическому способу вычисления.

Пример. Определить полное сопротивление Z дросселя с $L = 1$ *гн* и $r = 200$ *ом* при частоте 50 *гц*:

$$Z = \sqrt{(\omega L)^2 + r^2};$$

$$\omega L = 2\pi f L = 6{,}28\cdot 50\cdot 1 = 314 \approx 300;$$

$$Z \approx \sqrt{300^2 + 200^2} \approx 360.$$

2-14. ДЕЦИБЕЛЫ

Децибел — логарифмическая единица измерения, используемая для измерения отношения двух значений какой-либо величины или для выражения усиления или ослабления этой величины.

Усиление (или ослабление)		
	в числовом выражении	в децибелах
По мощности (а также громкости и силе звука)	в $\frac{P_1}{P_2}$ раз	на $10 \lg \frac{P_1}{P_2}$ *дб*
По напряжению (а также звуковому давлению)	в $\frac{U_1}{U_2}$ раз	на $20 \lg \frac{U_1}{U_2}$ *дб*
По току	в $\frac{I_1}{I_2}$ раз	на $20 \lg \frac{I_1}{I_2}$ *дб*

В радиотехнике децибелы применяются для измерения усиления, т. е. отношения напряжений, токов или мощностей; в акустике — для измерения звукового давления или уровня громкости, т. е. отношения звуковых давлений или громкостей.

Пример 1. Усиление по напряжению в 100 раз (т. е. отношение напряжений 100 : 1) в децибелах $= 20 \lg 100 = 20\cdot 2 = 40$ *дб*.

Пример 2. Усиление по мощности в 1 000 раз (т. е. отношение мощностей 1000 : 1) в децибелах $= 10 \lg 1\,000 = 10\cdot 3 = 30$ *дб*.

Если нужно показать, что одна величина меньше другой, с которой она сравнивается (отношение меньше единицы), то перед числом децибел ставится знак минус.

Пример. Отношение напряжений 1 : 10 (ослабление в 10 раз) в децибелах $= 20 \lg \frac{1}{10} = 20\,(-1) = -20$ *дб*.

Таблица пересчета отношений напряжений токов и мощностей в децибелах

Децибелы	Отношение напряжений или токов	Отношение мощностей	Децибелы	Отношение напряжений или токов	Отношение мощностей
0	1,000	1,000	29	28,18	794,3
0,1	1,012	1,023	30	31,62	1 000
0,2	1,023	1,047	31	35,48	1 259
0,3	1,035	1,072	32	39,81	1 585
0,4	1,047	1,096	33	44,67	1 990
0,5	1,059	1,122	34	50,12	2 510
0,6	1,072	1,148	35	56,23	3 160
0,7	1,084	1,175	36	63,10	3 980
0,8	1,096	1,202	37	70,79	5 010
0,9	1,109	1,230	38	79,43	6 310
1,0	1,122	1,259	39	89,13	7 940
2	1,26	1,58	40	100,0	10 000
3	1,41	1,99	41	112,2	12 600
4	1,58	2,51	42	125,9	15 800
5	1,78	3,16	43	141,3	19 900
6	1,99	3,98	44	158,5	25 100
7	2,24	5,01	45	177,8	31 600
8	2,51	6,31	46	199,5	39 800
9	2,82	7,94	47	223,9	50 100
10	3,16	10,00	48	251,2	63 100
11	3,55	12,59	49	281,8	79 400
12	3,98	15,85	50	316,2	100 000
13	4,47	19,95	51	354,8	126 000
14	5,01	25,12	52	398,1	158 000
15	5,62	31,62	53	446,7	199 000
16	6,31	39,81	54	501,2	251 000
17	7,08	50,12	55	562,3	316 000
18	7,94	63,10	56	631,0	399 000
19	8,91	79,43	57	707,9	501 000
20	10,00	100,00	58	794,3	631 000
21	11,22	125,9	59	891,3	794 000
22	12,59	158,5	60	1000,0	1 000 000
23	14,13	199,5	70	3 162	10^7
24	15,85	251,2	80	10 000	10^8
25	17,78	316,2	90	31 620	10^9
26	19,95	398,1	100	10^5	10^{10}
27	22,39	501,2	110	316 200	10^{11}
28	25,12	631,0	120	10^6	10^{12}

2-15. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ ТАБЛИЦА

В таблице даны квадраты, кубы, корни квадратные и кубические, обратные величины, длины окружностей и площади кругов для чисел x от 1 до 100.

x	x^2	x^3	$\sqrt{x}$	$\sqrt[3]{x}$	$\frac{1}{x}$	πx	$\frac{\pi x^2}{4}$
0	0	0	0,0000	0,0000	∞	0,00	0,00
1	1	1	1,0000	1,0000	1,00000	3,14	0,79
2	4	8	1,4142	1,2599	0,50000	6,28	3,14
3	9	27	1,7321	1,4422	0,33333	9,42	7,07
4	16	64	2,0000	1,5874	0,25000	12,57	12,57
5	25	125	2,2361	1,7100	0,20000	15,71	19,64
6	36	216	2,4495	1,8171	0,16667	18,85	28,27
7	49	343	2,6458	1,9129	0,14286	21,99	38,48
8	64	512	2,8284	2,0000	0,12500	25,13	50,26
9	81	729	3,0000	2,0801	0,11111	28,27	63,62
10	100	1 000	3,1623	2,1544	0,10000	31,42	78,54
11	121	1 331	3,3166	2,2240	0,09091	34,56	95,03
12	144	1 728	3,4641	2,2894	0,08333	37,70	113,10
13	169	2 197	3,6056	2,3513	0,07692	40,84	132,73
14	196	2 744	3,7417	2,4101	0,07143	43,98	153,94
15	225	3 375	3,8730	2,4662	0,06667	47,12	176,71
16	256	4 096	4,0000	2,5198	0,06250	50,27	201,06
17	289	4 913	4,1231	2,5713	0,05882	53,41	226,98
18	324	5 832	4,2426	2,6207	0,05556	56,55	254,47
19	361	6 859	4,3589	2,6684	0,05263	59,69	283,53
20	400	8 000	4,4721	2,7144	0,05000	62,83	314,16
21	441	9 261	4,5826	2,7589	0,04762	65,97	346,36
22	484	10 648	4,6904	2,8020	0,04545	69,12	380,13
23	529	12 167	4,7958	2,8439	0,04348	72,26	415,48
24	576	13 824	4,8990	2,8845	0,04167	75,40	452,39
25	625	15 625	5,0000	2,9240	0,04000	78,54	490,87
26	676	17 576	5,0990	2,9625	0,03846	81,68	530,93
27	729	19 683	5,1962	3,0000	0,03704	84,82	572,56
28	784	21 952	5,2915	3,0366	0,03571	87,96	615,75
29	841	24 389	5,3852	3,0723	0,03448	91,11	660,52
30	900	27 000	5,4772	3,1072	0,03333	94,25	706,86
31	961	29 791	5,5678	3,1414	0,03226	97,39	754,77
32	1 024	32 768	5,6569	3,1748	0,03125	100,5	804,25
33	1 089	35 937	5,7446	3,2075	0,03030	103,7	855,30
34	1 156	39 304	5,8310	3,2396	0,02941	106,8	907,92
35	1 225	42 875	5,9161	3,2711	0,02857	110,0	962,11
36	1 296	46 656	6,0000	3,3019	0,02778	113,1	1017,9
37	1 369	50 653	6,0828	3,3322	0,02703	116,2	1075,2
38	1 444	54 872	6,1644	3,3620	0,02632	119,4	1134,1
39	1 521	59 319	6,2450	3,3912	0,02564	122,5	1194,6
40	1 600	64 000	6,3246	3,4200	0,02500	125,7	1256,6
41	1 681	68 921	6,4031	3,4482	0,02439	128,8	1320,3
42	1 764	74 088	6,4807	3,4760	0,02381	131,9	1385,4
43	1 849	79 507	6,5574	3,5034	0,02326	135,1	1452,2
44	1 936	85 184	6,6332	3,5303	0,02273	138,2	1520,5
45	2 025	91 125	6,7082	3,5569	0,02222	141,4	1590,4
46	2 116	97 336	6,7823	3,5830	0,02174	144,5	1661,9
47	2 209	103 823	6,8557	3,6088	0,02128	147,7	1734,9
48	2 304	110 592	6,9282	3,6342	0,02083	150,8	1809,6
49	2 401	117 649	7,0000	3,6593	0,02041	153,9	1885,7
50	2 500	125 000	7,0711	3,6840	0,02000	157,1	1963,5
51	2 601	132 651	7,1414	3,7084	0,01961	160,2	2042,8
52	2 704	140 608	7,2111	3,7325	0,01923	163,4	2123,7
53	2 809	148 877	7,2801	3,7563	0,01887	166,5	2206,2
54	2 916	157 464	7,3485	3,7798	0,01852	169,6	2290,2
55	3 025	166 375	7,4162	3,8030	0,01818	172,8	2375,8
56	3 136	175 616	7,4833	3,8259	0,01786	175,9	2463,0
57	3 249	185 193	7,5498	3,8485	0,01754	179,1	2551,8
58	3 364	195 112	7,6158	3,8709	0,01724	182,2	2642,1
59	3 481	205 379	7,6811	3,8930	0,01695	185,4	2734,0
60	3 600	216 000	7,7460	3,9149	0,01667	188,5	2827,4
61	3 721	226 981	7,8102	3,9365	0,01639	191,6	2922,5
62	3 844	238 328	7,8740	3,9579	0,01613	194,8	3019,1
63	3 969	250 047	7,9373	3,9791	0,01587	197,9	3117,2
64	4 096	262 144	8,0000	4,0000	0,01563	201,1	3217,0
65	4 225	274 625	8,0623	4,0207	0,01538	204,2	3318,3

Продолжение табл 11

x	x^2	x^3	$\sqrt{x}$	$\sqrt[3]{x}$	$\frac{1}{x}$	πx	$\frac{\pi x^2}{4}$
66	4 356	287 496	8,1240	4,0412	0,01515	207,3	3421,2
67	4 489	300 763	8,1854	4,0615	0,01493	210,5	3525,7
68	4 624	314 432	8,2462	4,0817	0,01471	213,6	3631,7
69	4 761	328 509	8, 3066	4,1016	0,01449	216,8	3739,3
70	4 900	343 000	8,3666	4,1213	0,01429	219,9	3848,5
71	5 041	357 911	8,4261	4,1408	0,01408	223,1	3959,2
72	5 184	373 248	8,4853	4,1602	0,01389	226,2	4071,5
73	5 329	389 017	8,5440	4,1793	0,01370	229,3	4185,4
74	5 476	405 224	8,6023	4,1983	0,01351	232,5	4300,8
75	5 625	421 875	8,6603	4,2172	0,01333	235,6	4417,9
76	5 776	438 976	8,7178	4,2358	0,01316	238,8	4536,5
77	5 929	546 533	8,7750	4,2543	0,01299	241,9	4656,6
78	6 084	474 552	8,8318	4,2727	0,01282	245,0	4778,4
79	6 241	493 039	8,8882	4,2908	0,01266	248,2	4901,7
80	6 400	512 000	8,9443	4,3089	0,01250	251,3	5026,5
81	6 561	531 441	9,0000	4,3267	0,01235	254,5	5153,0
82	6 724	551 368	9,0554	4,3445	0,01220	257,6	5281,0
83	6 889	571 787	9,1104	4,3621	0,01205	260,8	5410,6
84	7 056	592 704	9,1652	4,3795	0,01190	263,9	5541,8
85	7 225	614 125	9,2195	4,3968	0,01176	267,0	5674,5
86	7 396	636 056	9,2736	4,4140	0,01163	270,2	5808,8
87	7 569	658 503	9,3274	4,4310	0,01149	273,3	5944,7
88	7 744	681 472	9,3808	4,4480	0,01136	276,5	6082,1
89	7 921	704 969	9,4340	4,4647	0,01124	279,6	6221,1
90	8 100	729 000	9,4868	4,4814	0,01111	282,7	6361,7
91	8 281	753 571	9,5394	4,4979	0,01099	285,9	6503,9
92	8 464	778 688	9,5917	4,5144	0,01087	289,0	6647,6
93	8 649	804 357	9,6437	4,5307	0,01075	292,2	6792,9
94	8 836	830 584	9,6954	4,5468	0,01064	295,3	6939,8
95	9 025	857 375	9,7468	4,5629	0,01053	298,5	7088,2
96	9 216	884 736	9,7980	4,5789	0,01042	301,6	7238,2
97	9 409	912 673	9,8489	4,5947	0,01031	304,7	7389,8
98	9 604	941 192	9,8995	4,6104	0,01020	307,9	7543,0
99	9 801	970 299	9,9499	4,6261	0,01010	311,0	7697,7
100	10 000	1 000 000	10,0000	4,6416	0,01000	314,2	7854,0

ГЛАВА ТРЕТЬЯ
ЭЛЕКТРОТЕХНИКА

3-1 ЭЛЕКТРОСТАТИКА

Электрические заряды

Еще древние греки заметили свойство некоторых материалов после взаимного трения притягивать к себе легкие предметы. Хотя этим свойством электризации обладают многие материалы, но все они способны лишь к двум видам электризации:

1) положительной электризации, совпадающей с электризацией стекла, потертого о кожу;

2) отрицательной электризации, совпадающей с электризацией кожи, потертой стеклом.

Если тела наэлектризованы одинаково, то они отталкиваются друг от друга, а если по-разному — притягиваются.

Меру наэлектризованности тела называют электрическим зарядом. Заряд может передаваться от одного тела к другому при их соприкосновении.

Опыт показывает, что заряды различных знаков компенсируют друг друга. Этот факт привел к представлению о том, что в незаряженных телах также имеются заряды, но они полностью компенсируют друг друга, так как количество положительных и отрицательных зарядов одинаково. Электризация заключается в нарушении этого равновесия, в переносе одноименных зарядов с одного тела на другое. Поэтому при электризации трением всегда электризуются оба тела; одно — положительно (избыток положительных зарядов), другое — отрицательно (избыток отрицательных зарядов). Общее количество зарядов при этом не изменяется, т. е. заряды не создаются и не пропадают, они могут лишь перемещаться внутри тела или от одного тела к другому (закон сохранения электрических зарядов).

Элементарной отрицательно заряженной частицей является электрон — наиболее легкая и подвижная из всех известных в настоящее время частиц материи. Положительные заряды несет сравнительно тяжелое ядро атома, вокруг которого вращаются электроны. Нейтральный атом содержит одинаковое число отрицательных и положительных зарядов.

Закон Кулона

Степень наэлектризованности тел можно установить по силам взаимодействия между ними (рис 3-1). В результате тончайших измерений Кулон установил, что сила взаимодействия между точечными зарядами пропорцио-

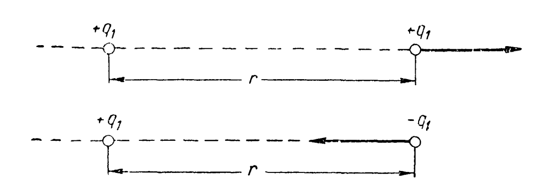


Рис. 3-1. Силы отталкивания и притяжения при взаимодействии двух зарядов.

нальна произведению величин зарядов и обратно пропорциональна квадрату расстояния между ними:

$$f = \frac{1}{4\pi} \cdot \frac{q_1 q_2}{\varepsilon r^2}.$$

В практической системе единиц, которой мы будем пользоваться в дальнейшем, в этом выражении f — сила взаимодействия зарядов в ньютонах (джоуль/метр); r — расстояние между зарядами в метрах, q_1 и q_2 — электрические заряды в кулонах (*к*).

Величина ε называется электрической проницаемостью среды, в которой происходит взаимодействие зарядов, и является важнейшим параметром вещества. В пустоте и с большой степенью приближения в воздухе численно электрическая проницаемость равна:

$$\varepsilon_0 = \frac{1}{36\pi \cdot 10^9}.$$

Отношение

$$\varepsilon' = \frac{\varepsilon}{\varepsilon_0}$$

называется относительной электрической проницаемостью. Эта величина показывает, во сколько раз сила взаимодействия между зарядами в данном веществе меньше, чем в пустоте.

Напряженность электрического поля

Электрические заряды вызывают в соседних областях пространства определенные физические изменения, которые, в частности, проявляются в силах, действующих на

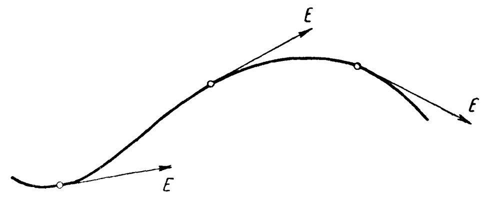


Рис. 3-2. Линия напряженности электрического поля.

другие заряды, внесенные в эти области пространства. Иными словами, вокруг электрических зарядов возникает электрическое поле, действующее на вносимые в него заряды.

Силу, действующую на единичный положительный заряд, помещенный в некоторую точку электрического поля, называют напряженностью электрического поля E. Эта векторная величина характеризует как интенсивность поля в данной точке, так и направление действия поля, которое совпадает с направлением силы, действующей на положительный заряд, помещенный в эту точку поля. Электрическое поле действует на заряд q с силой

$$f = qE.$$

Для создания геометрических образов электрического поля вводят линии напряженности, подразумевая под ними такие линии, в каждой точке которых вектор напряженности направлен по касательной к линии (рис. 3-2). В табл. 3-1 приведены примеры расположения линий напряженности для некоторых часто встречающихся типов электрических полей.

Потенциал

При перемещении заряда в электрическом поле сила, приложенная к заряду, совершает работу, величина которой не зависит от пути, по которому перемещался заряд, а зависит лишь от величины заряда и его начального и конечного местоположений. Следовательно, введя некоторую функцию V, зависящую от положения точки поля и называемую потенциалом точки поля, можно представить работу A при перемещении заряда из одной

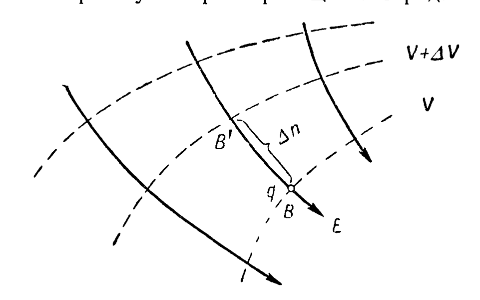


Рис. 3-3. Перемещение заряда навстречу силовой линии.

точки в другую как произведение величины перемещаемого заряда q на разность потенциалов в начальной (V_1) и конечной (V_2) точках пути:

$$A = q(V_1 - V_2).$$

Положив $q = +1\,к$, видим, что разность потенциалов в двух точках измеряется работой, совершаемой силами поля при перемещении положительного единичного заряда из первой точки во вторую.

Единицей измерения разности потенциалов является 1 вольт (*в*) — разность потенциалов между двумя точками, при перемещении между которыми заряда в один кулон совершается работа в один джоуль.

Совокупность точек электрического поля, имеющих одинаковые потенциалы, называется эквипотенциальной поверхностью. Между любыми двумя точками, лежащими на эквипотенциальной поверхности, разность потенциалов равна нулю, и, следовательно, при перемещении заряда по эквипотенциальной поверхности силы поля работу не совершают. Это может быть лишь в том случае, если направление напряженности электрического поля перпендикулярно к эквипотенциальной поверхности. Таким образом, линии напряженности представляют собой семейство линий, нормальных (ортогональных) к семейству эквипотенциальных поверхностей (табл. 3-1).

Поверхность хорошего проводника является эквипотенциальной поверхностью. Поэтому линии напряженности электрического поля всегда перпендикулярны к хорошо проводящей поверхности.

Если переместить заряд $+q$ навстречу силовой линии из точки B в точку B' (рис 3-3), то с одной стороны

$$A = f\Delta n = qE\Delta n,$$

а с другой

$$A = q[V - (V + \Delta V)] = -q\Delta V.$$

Таблица 3-1

Наименование источника электрического поля		Расположение линий напряженности (сплошные линии) и эквипотенциальных поверхностей (пунктирные линии)	Наименование источника электрического поля		Расположение линий напряженности (сплошные линии) и эквипотенциальных поверхностей (пунктирные линии)
Точечный заряд	положительный		Два точечных заряда	одноименных	
	отрицательный			разноименных (диполь)	
Две разноименно заряженные пластины					

Сравнивая эти два выражения, получаем:

$$E = -\frac{\Delta V}{\Delta n},$$

т. е. напряженность поля направлена в сторону убывания потенциала и равна изменению потенциала на единицу длины в направлении, перпендикулярном эквипотенциальной поверхности.

Например, напряженность поля между двумя разноименно заряженными параллельными пластинами

$$E = \frac{V_1 - V_2}{d}$$

пропорциональна разности потенциалов пластин и обратно пропорциональна расстоянию d между ними.

Это позволяет за практическую единицу измерения напряженности электрического поля принять 1 *в/м.*

Электрическая емкость проводников

Различные по размерам, конфигурации и расположению проводники, будучи заряжены одинаковым количеством электричества, принимают разные потенциалы. Для характеристики этого свойства вводится понятие е м к о с т и проводника.

В случае уединенного проводника емкостью C называют коэффициент пропорциональности между потенциалом проводника V и зарядом q, сообщенным проводнику:

$$q = CV.$$

Практической единицей емкости является **ф а р а д а** (*ф*) — емкость такого уединенного проводника, потенциал которого возрастает на один вольт при увеличении заряда на один кулон. Это очень большая единица. Поэтому чаще употребляют меньшую единицу, называемую **м и к р о ф а р а д о й**, равную одной миллионной доле фарады.

Емкость проводника зависит от окружающих его тел, так как благодаря их влиянию происходит перераспределение заряда и изменение потенциала проводника. Однако имеются системы проводников, емкость которых практически не зависит от окружающих тел. Примером такой системы является электрический **к о н д е н с а т о р.**

Конденсатор

Конденсатор состоит из двух проводников, называемых о б к л а д к а м и, разделенных диэлектриком, толщина которого мала по сравнению с размерами обкладок. Благодаря такому устройству электрическое поле разноименно заряженных обкладок почти полностью сосредоточено между обкладками и внешние тела на него не влияют.

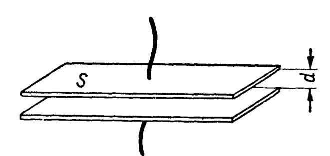


Рис. 3-4. Плоский воздушный конденсатор.

Емкость конденсатора численно равна заряду на его обкладках при напряжении между обкладками 1 *в*:

$$C = \frac{q}{V}.$$

Емкость (в фарадах) плоского воздушного конденсатора, у которого обкладки представляют собой две параллельные плоские пластины (рис. 3-4), равна:

$$C = \frac{\varepsilon_0 S}{d},$$

где S — площадь пластин, *м*;
d — расстояние между пластинами, *м*.

Соединение конденсаторов

Для увеличения емкости применяется параллельное соединение конденсаторов (рис. 3-5), при котором общая емкость батареи равна сумме емкостей всех конденсаторов,

$$C = C_1 + C_2 + C_3 + \ldots + C_n.$$

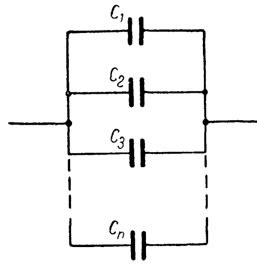


Рис. 3-5. Параллельное соединение конденсаторов.

Если батарея параллельно соединенных конденсаторов состоит из n конденсаторов одинаковой емкости C', то ее общая емкость равна:

$$C = nC'.$$

Для увеличения рабочего напряжения конденсаторы соединяются последовательно (рис. 3-6). При этом общая емкость батареи конденсаторов меньше емкости любого из конденсаторов, составляющих батарею, и может быть определена по формуле

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} + \ldots + \frac{1}{C_n}.$$

Рис. 3-6. Последовательное соединение конденсаторов.

Если батарея последовательно соединенных конденсаторов состоит из n конденсаторов одинаковой емкости C', то ее общая емкость равна:

$$C = \frac{C'}{n}.$$

Влияние диэлектрика

Возьмем заряженный воздушный конденсатор (рис. 3-7, *а*) и заполним пространство между его обкладками каким-либо диэлектриком (рис. 3-7, *б*). Находясь в электрическом поле, диэлектрик поляризуется. Это означает, что частицы диэлектрика, деформируясь, превращаются в диполи, которые ориентируются вдоль линий поля (рис. 3-7). Если до введения диэлектрика между пластинами действовала напряженность поля E_0, то теперь навстречу этой напряженности действует напряженность E' поля одинаково ориентированных электрических диполей. Таким образом, результирующая напряженность поля между обкладками уменьшается:

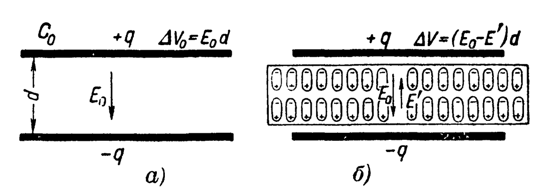


Рис. 3-7. К влиянию диэлектрика на емкость конденсатора.

$$E = E_0 - E'.$$

Величина, показывающая, во сколько раз напряженность поля внутри диэлектрика меньше, чем напряженность поля в отсутствие диэлектрика, называется относительной электрической проницаемостью:

$$\varepsilon' = \frac{E_0}{E}.$$

Уменьшение в ε' раз напряженности поля в пространстве между обкладками конденсатора приводит к уменьшению в ε' раз разности потенциалов этих обкладок:

$$\Delta V = Ed = \frac{E_0}{\varepsilon'} d = \frac{\Delta V_0}{\varepsilon'}.$$

Если же с помощью источника заряда восстановить прежнюю разность потенциалов V_0, то в ε' раз увеличится заряд на обкладках конденсатора.

И то и другое равносильно увеличению в ε' раз емкости конденсатора:

$$C = \frac{q}{\Delta V} = \frac{q\varepsilon'}{\Delta V_0} = \varepsilon' C_0.$$

Таким образом, емкость (в фарадах) плоского конденсатора в случае заполнения пространства между его обкладками диэлектриком с относительной электрической проницаемостью ε' равна:

$$C = \varepsilon' C_0 = \frac{\varepsilon S}{d}.$$

3-2. ПОСТОЯННЫЙ ТОК

Электрический ток

Электрический ток представляет собой направленное перемещение электрических зарядов. Ток I измеряется количеством электричества, переносимого через сечение проводника в единицу времени,

$$I = \frac{q}{t}.$$

Единицей тока является ампер (*а*) — ток, при котором через поперечное сечение проводника за одну секунду переносится один кулон электричества.

Плотностью электрического тока называется ток, протекающий через единичную площадку, расположенную перпендикулярно направлению движения зарядов,

$$i = \frac{I}{S}$$

Чаще всего электрический ток возникает за счет упорядоченного движения наиболее легких и подвижных отрицательных частиц — электронов. Однако в электротехнике за положительное направление электрического тока условно приняли направление движения положительных зарядов под действием разности потенциалов, т. е. направление от бо́льшего потенциала V_1 к меньшему потенциалу V_2.

Закон Ома

Электрический ток в проводниках возникает лишь в тех случаях, если в них имеются области, находящиеся при разных потенциалах. Закон Ома, подтверждаемый многочисленными экспериментами, показывает, что ток I

Рис. 3-8. Условное изображение протекания тока по участку проводника с сопротивлением R.

прямо пропорционален разности потенциалов $V_1 - V_2$ на концах участка проводника (рис. 3-8) и обратно пропорционален сопротивлению R этого участка:

$$I = \frac{V_1 - V_2}{R}$$

здесь R — величина сопротивления участка проводника, характеризующая противодействие этого участка электрическому току.

Сопротивление

Разность потенциалов на концах проводника часто называют напряжением:

$$U = V_1 - V_2.$$

В таком случае сопротивление равно отношению напряжения на концах проводника к току, проходящему через него,

$$R = \frac{U}{I}.$$

Практической единицей сопротивления является ом (*ом*) — сопротивление проводника, в котором возникает ток в один ампер при напряжении в один вольт.

Сопротивление зависит от геометрических размеров проводника, его материала и температуры. У протяженных проводников постоянного сечения сопротивление пропорционально длине l проводника и обратно пропорционально его поперечному сечению S:

$$R = \varrho \frac{l}{S},$$

где ϱ — величина, зависящая лишь от материала проводника и называемая удельным сопротивлением материала.

При пользовании этой формулой R выражают в омах, l — в сантиметрах, а S — в квадратных сантиметрах. Таким образом, удельное сопротивление ϱ должно выражаться в омо-сантиметрах (*ом·см*). Эта единица равна удельному сопротивлению такого материала, куб с ребром в 1 *см* которого имеет сопротивление 1 *ом*, если ток протекает от одной грани к противоположной.

Величина, обратная сопротивлению,

$$G = \frac{1}{R}$$

характеризует проводящие свойства проводника и называется проводимостью. Проводимость измеряется в единицах, называемых обратными омами $\left(\frac{1}{ом}, \text{ или } мо\right)$.

Величина, обратная удельному сопротивлению,

$$\sigma = \frac{1}{\varrho}$$

называется удельной (объемной) проводимостью или электропроводностью. Она измеряется в $\frac{1}{ом \cdot см}$.

Соединение сопротивлений

Участки проводников с различными сопротивлениями могут соединяться друг с другом, образуя последовательное (рис. 3-9), параллельное (рис. 3-10) и смешанное (рис. 3-11) соединения.

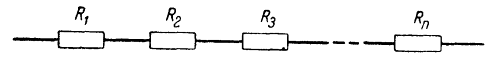


Рис. 3-9. Последовательное соединение сопротивлений.

При последовательном соединении эквивалентное (общее) сопротивление цепи R равно сумме сопротивлений, составляющих цепь

$$R = R_1 + R_2 + R_3 + \ldots + R_n.$$

Если цепь состоит из n последовательно соединенных одинаковых сопротивлений R', то

$$R = nR'.$$

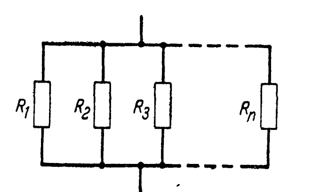


Рис. 3-10. Параллельное соединение сопротивлений.

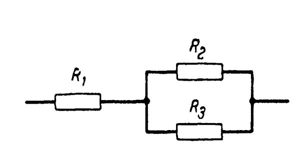


Рис. 3-11. Смешанное соединение сопротивлений.

При параллельном соединении эквивалентное сопротивление цепи R меньше любого из сопротивлений, составляющих цепь, и может быть определено по формуле

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \ldots + \frac{1}{R_n}$$

(т. е. в данной случае складываются не сопротивления, а проводимости).

Если цепь состоит из n параллельно соединенных одинаковых сопротивлений R', то

$$R = \frac{R'}{n}.$$

При смешанном соединении эквивалентное сопротивление определяется путем объединения последовательных участков и параллельных ветвей.

Пример. Если на рис. 3-11 $R_1 = 2\,000$ *ом*; $R_2 = 1\,000$ *ом* и $R_3 = 3\,000$ *ом*, то

$$R = R_1 + \frac{1}{\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}} = R_1 + \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3} =$$

$$= 2\,000 + \frac{1\,000 \cdot 3\,000}{1\,000 + 3\,000} = 2\,750 \text{ ом}.$$

Замкнутая цепь постоянного тока

Цепь постоянного тока (рис. 3-12) состоит из внешнего сопротивления R и источника тока, который поддерживает постоянную разность потенциалов на внешнем сопротивлении и имеет собственное внутреннее сопротивление R_0.

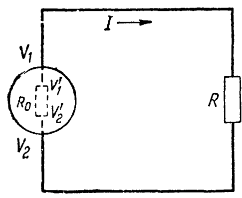


Рис. 3-12. Замкнутая цепь постоянного тока

Ток I должен быть замкнут, так как он представляет собой движение зарядов, которые нигде не накапливаются.

Во внешней цепи ток течет от бо́льшего (V_1) потенциала к меньшему (V_2) и согласно закону Ома

$$V_1 - V_2 = IR.$$

Но эта разность потенциалов $V_1 - V_2$ не может быть причиной движения тока по внутреннему сопротивлению, так как $V_2 < V_1$. Следовательно, в источнике тока должна создаваться разность потенциалов

$$V_2' - V_1' = IR_0,$$

обусловливающая движение тока на участке R_0.

Суммируя эти равенства, получим:

$$\left(V_2' - V_2\right) + \left(V_1 - V_1'\right) = I\,(R + R_0).$$

Основной задачей источника тока является создание скачков потенциала

$$\Delta V_1 = V_1 - V_1';$$

$$\Delta V_2 = V_2' - V_2,$$

обеспечивающих движение тока по замкнутой цепи. Сумма скачков потенциала

$$E = \Delta V_1 + \Delta V_2$$

называется электродвижущей силой (э. д. с.) источника. Эта величина является основной характеристикой источника и измеряется в вольтах (*в*).

Вводя э. д. с. источника в суммарное равенство, получаем закон Ома для замкнутой цепи:

$$I = \frac{E}{R + R_0}.$$

Отсюда, в частности, следует:

$$V_1 - V_2 = E - IR_0,$$

т. е. разность потенциалов на зажимах источника зависит от тока: она равна э. д. с. источника минус падение напряжения на внутреннем сопротивлении источника

Разветвленная цепь постоянного тока

Разветвленной цепью постоянного тока называется такое соединение источников тока и сопротивлений, при котором для тока имеются два или более путей. Каждый из этих путей является замкнутым контуром.

Всякая точка разветвленной цепи, в которой сходятся не менее трех проводников, называется узлом. Например, электрическая цепь, изображенная на рис. 3-13, содержит три замкнутых контура и два узла.

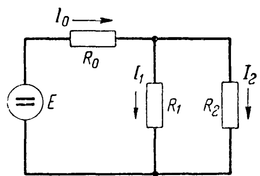


Рис. 3-13. Пример разветвленной цепи постоянного тока.

Величины токов во всех сопротивлениях разомкнутой цепи могут быть определены, если известны величины э. д. с. $E_к$ и сопротивлений $R_к$, составляющих электрическую цепь. Расчет токов может быть сделан при помощи уравнений Кирхгофа.

Уравнения Кирхгофа

Первая система уравнений Кирхгофа относится к узлам электрической цепи. Токи, направленные к узлу, будем считать положительными, а токи, исходящие из узла, — отрицательными. Поскольку заряд в узле накапливаться не может, алгебраическая сумма сил токов, сходящихся в узле, равна нулю:

$$\sum_{k=1}^{n} I_к = 0.$$

Вторая система уравнений Кирхгофа относится к замкнутым контурам, которые можно выделить в разветвленной цепи. Применяя закон Ома к этим контурам, можно заметить, что в любом произвольно выбранном замкнутом контуре сумма э. д. с. равна сумме произведений токов на сопротивления соответствующих участков контура (т. е. сумме падений напряжений на сопротивлениях контура, включая и внутренние сопротивления источников тока).

$$\sum_{k=1}^{m} E_к = \sum_{k=1}^{n} I_к R_к.$$

При составлении уравнений Кирхгофа нужно следить за тем, чтобы число уравнений равнялось числу искомых величин и чтобы одни уравнения не являлись следствием других.

Например, для определения трех различных токов в электрической цепи, изображенной на рис. 3-13, можно составить первое уравнение Кирхгофа:

$$I_0 - I_1 - I_2 = 0$$

и два вторых уравнения Кирхгофа:

$$I_0 R_0 + I_1 R_1 = E;$$

$$I_1 R_1 - I_2 R_2 = 0.$$

Совместное решение этих уравнений дает:

$$I_0 = E\,\frac{R_1 + R_2}{R_0 R_1 + R_0 R_2 + R_1 R_2};$$

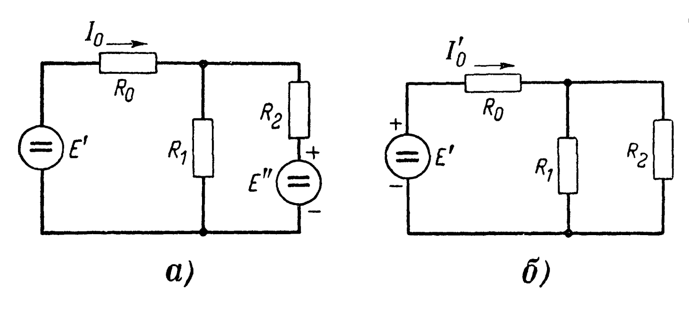
$$I_1 = E\,\frac{R_2}{R_0 R_1 + R_0 R_2 + R_1 R_2};$$

$$I_2 = E\,\frac{R_1}{R_0 R_1 + R_0 R_2 + R_1 R_2}.$$

Использование уравнений Кирхгофа для расчета сложных электрических цепей связано с трудоемкими преобразованиями. Количество вычислений может быть резко сосокращено применением изложенных ниже принципов в методов расчета.

Принцип наложения

При наличии в электрической цепи нескольких э. д. с. принцип наложения (суперпозиции) позволяет вычислять значения токов в любом участке цепи как алгебраическую сумму токов, создаваемых на этом участке каждой э. д. с. в отдельности.



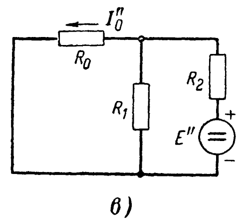


Рис. 3-14. Применение принципа наложения к цепи с двумя источниками тока.

Пусть, например, мы интересуемся током I_0 в цепи, содержащей два источника тока с э. д. с. E' и E'' (рис. 3-14, *а*).

При действии в цепи лишь э. д. с. E' (рис. 3-14, *б*) согласно предыдущему примеру получим:

$$I_0' = E' \frac{R_1 + R_2}{R_0R_1 + R_0R_2 + R_1R_2}.$$

При действии в цепи лишь э. д. с. E'' (рис. 3-14, *в*) получим:

$$I_0'' = E'' \frac{R_1}{R_0R_1 + R_0R_2 + R_1R_2}.$$

При действии в цепи обеих э. д. с. (рис. 3-14, *а*) согласно принципу наложения получим:

$$I_0 = I_0' + I_0'' = \frac{E'(R_1 + R_2) - E''R_1}{R_0R_1 + R_0R_2 + R_1R_2}.$$

Следствием принципа наложения является пропорциональность между э. д. с., действующей в цепи, и током, порождаемым этой э. д. с. Такая пропорциональность имеет место только в линейной цепи. Таким образом, линейной электрической цепью называется такая цепь, для которой справедлив принцип наложения.

Метод контурных токов

Разветвленную цепь можно рассматривать как совокупность соприкасающихся друг с другом замкнутых контуров. Каждому контуру можно приписать некоторый контурный ток $I_к$. При этом действительные токи в участках, принадлежащих нескольким контурам, являются алгебраической суммой соответствующих контурных токов

Контурные токи могут быть найдены с помощью вторых уравнений Кирхгофа, число которых равно числу соприкасающихся контуров (т. е. меньше, чем в предыдущем случае).

На схеме, выбранной в качестве примера (рис. 3-15), имеются два соприкасающихся контура. Считая направление контурного тока, текущего по часовой стрелке, за положительное, составим два уравнения Кирхгофа для определения контурных токов:

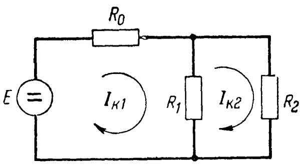


Рис. 3-15. Применение метода контурных токов.

$$R_0I_{к1} + R_1(I_{к1} - I_{к2}) = E;$$
$$R_2I_{к2} + R_1(I_{к2} - I_{к1}) = 0.$$

Решая эти уравнения относительно контурных токов, получим:

$$I_{к1} = E\frac{R_1 + R_2}{R_0R_1 + R_0R_2 + R_1R_2};$$

$$I_{к2} = E\frac{R_1}{R_0R_1 + R_0R_2 + R_1R_2}.$$

Однако интерес представляют не контурные токи, а действительные токи, протекающие по проводникам цепи. Поэтому, возвращаясь к обозначениям рис. 3-13, находим:

$$I_0 = I_{к1} = E\frac{R_1 + R_2}{R_0R_1 + R_0R_2 + R_1R_2};$$

$$I_1 = I_{к1} - I_{к2} = E\frac{R_2}{R_0R_1 + R_0R_2 + R_1R_2};$$

$$I_2 = I_{к2} = E\frac{R_1}{R_0R_1 + R_0R_2 + R_1R_2}.$$

Метод узлового напряжения

Если электрическая цепь содержит лишь два узла (при любом количестве n ветвей между узлами), то удобным методом определения токов в ветвях цепи является метод узлового напряжения,

Электродвижущая сила $E_к$ в любой из ветвей такой цепи расходуется на создание падения напряжения на сопротивлении ветви $R_к = \frac{1}{G_к}$ и на поддержание напряжения $U_{1.2}$ между двумя узлами цепи (узлового напряжения):

$$E_к = U_{1.2} + I_кR_к.$$

Разделив это выражение на $R_к$, получим:

$$E_кG_к = U_{1.2}G_к + I_к.$$

Суммируя подобные равенства для всех n ветвей, получим:

$$\sum_{k=1}^{n} E_кG_к = U_{1.2}\sum_{k=1}^{n} G_к + \sum_{k=1}^{n} I_к.$$

По первому закону Кирхгофа $\sum_{k=1}^{n} I_к = 0$, и поэтому узловое напряжение может быть найдено по формуле

$$U_{1\cdot2} = \frac{\sum_{k=1}^{n} E_к G_к}{\sum_{k=1}^{n} G_к}.$$

Знание узлового напряжения позволяет легко определить ток в любой ветви.

В качестве примера найдем ток I_0 в цепи с двумя узлами, изображенной на рис. 3-14, *а*. Сначала найдем узловое напряжение:

$$U_{1\cdot2} = \frac{E'\frac{1}{R_0} + E''\frac{1}{R_2}}{\frac{1}{R_0} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}} = \frac{E'R_1E_2 + E''R_0R_1}{R_0R_1 + R_0R_2 + R_1R_2}.$$

Искомый ток:

$$I_0 = \frac{E' - U_{1\cdot2}}{R_0} = \frac{1}{R_0}\left(E' - \frac{E'R_1R_2 + E''R_0R_1}{R_0R_1 + R_0R_2 + R_1R_2}\right) =$$

$$= \frac{E'(R_1 + R_2) - E''R_1}{R_0R_1 + R_0R_2 + R_1R_2}.$$

Метод эквивалентного генератора

Любая разветвленная цепь, содержащая один или несколько источников э. д. с. и имеющая два выходных

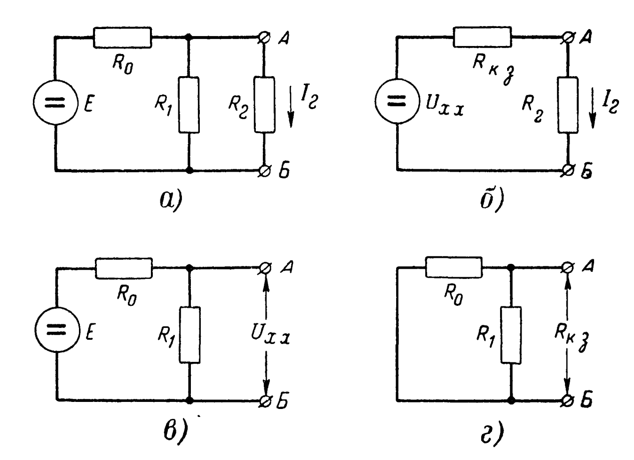


Рис. 3-16. Применение метода холостого хода и короткого замыкания.

зажима *А* и *Б*, может быть заменена одним, не имеющим внутреннего сопротивления генератором, создающим напряжение $U_{х.х}$ и одним последовательным сопротивлением $R_{к.з}$. Напряжение $U_{х.х}$, генератора равно напряжению между зажимами *А* и *Б* при холостом ходе, т. е. при отключенной нагрузке. Сопротивление $R_{к.з}$ равно сопротивлению, измеряемому между зажимами при отключенной нагрузке и короткозамкнутых источниках э. д. с. (внутренние сопротивления источников должны оставаться в схеме).

Например, если мы интересуемся током I_2 через сопротивление R_2 (рис. 3-16), то, считая концы этого сопротивления за выходные зажимы, найдем напряжение холостого хода (рис. 3-16, *в*)

$$U_{х.х} = E\frac{R_1}{R_0 + R_1}$$

и сопротивление короткого замыкания (рис. 3-16, *г*)

$$R_{к.з} = \frac{R_0R_1}{R_0 + R_1}.$$

Из полученной эквивалентной схемы (рис. 3-16, *б*) найдем:

$$I_2 = \frac{U_{х.х}}{R_{к.з} + R_2} = E\frac{R_1}{(R_0 + R_1)\left(\frac{R_0R_1}{R_0 + R_1} + R_2\right)} =$$

$$= E\frac{R_1}{R_0R_1 + R_0R_2 + R_1R_2}.$$

Аналогичным образом может быть определен ток через любое другое сопротивление цепи.

Иногда удобней пользоваться другой формулировкой метода эквивалентного генератора, согласно которой любая разветвленная цепь, содержащая один или несколько источников э. д. с. и имеющая два выходных зажима *А* и *Б*, может быть заменена одним, не имеющим внутренней проводимости генератором, создающим ток $I_{к.з}$, и одной параллельной (шунтирующей) проводимостью $G_{х.х}$. Ток $I_{к.з}$ равен току между зажимами *А* и *Б* при их коротком замыкании. Проводимость $G_{х.х}$ равна проводимости, измеряемой между зажимами *А* и *Б* при отключенной нагрузке и короткозамкнутых источниках э. д. с.

3-3. МАГНИТНЫЕ ЯВЛЕНИЯ

Магнитное поле токов

Подобно тому, как в пространстве, окружающем электрические заряды, возникает электрическое поле с определенными физическими свойствами, так и в пространстве, окружающем электрические токи, возникает особого вида поле, называемое магнитным полем. Электрическое поле обнаруживается по силам, действующим на внесенные в него заряженные тела, а магнитное поле — по отклонению магнитной стрелки компаса или

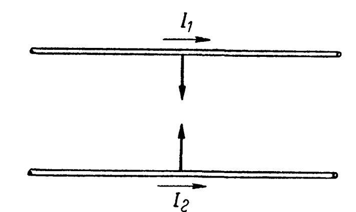


Рис. 3-17. Взаимное притяжение двух проводов с токами одного направления.

по силам, действующим на внесенные в магнитное поле проводники, по которым протекает ток. Например, два параллельных провода, по которым текут токи одного направления (рис. 3-17), взаимно притягиваются. Физической причиной этого притяжения является действие на ток, протекающий в одном из проводов, магнитного поля, вызванного током, протекающим в другом проводе.

Для изучения свойств магнитного поля обычно пользуются магнитной стрелкой или элементарной

рамкой. Последняя представляет собой замкнутый плоский контур, по которому течет ток и размеры которого малы по сравнению с расстоянием до проводников, создающих исследуемое магнитное поле

Магнитное поле оказывает на рамку (и магнитную стрелку) ориентирующее действие. Например, в поле тока прямого длинного провода рамка располагается в плоскости, проходящей через провод (рис. 3-18); при изменении направления тока в рамке (или в проводе) рамка поворачивается на 180°.

Это обстоятельство используют для характеристики направленности магнитного поля. За направление магнитного поля в месте расположения рамки принимают направление, вдоль которого располагается положительная нормаль к рамке. При этом положительной нормалью N к плоскости рамки считается направление поступательного движения буравчика при вращении его рукоятки в направлении протекания тока рамки.

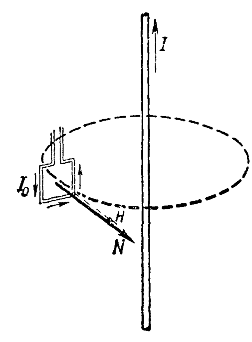


Рис. 3-18. Ориентирование рамки магнитным полем провода.

Элементарная рамка оказывается полезной и для количественной характеристики магнитного поля. Ориентирование рамки в магнитном поле происходит в результате действия на нее некоторого момента сил M, который достигает своего максимального значения, когда нормаль к рамке ориентирована перпендикулярно к направлению поля. Опыт показывает, что максимальное значение момента сил M_m, действующих на элементарную рамку, пропорционально площади рамки S, току рамки I_0 и некоторой величине H, характеризующей интенсивность магнитного поля,

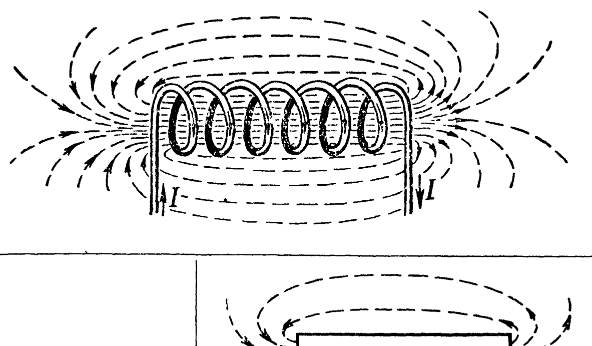
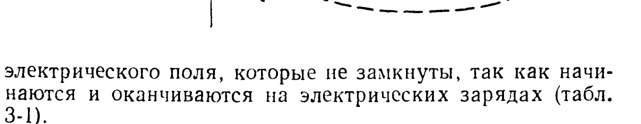
$$M_m \approx H I_0 S.$$

Величину $H = \frac{M_m}{I_0 S}$ называют напряженностью магнитного поля

Для создания геометрических образов магнитного поля вводят линии напряженности магнитного поля, подразумевая под ними такие линии, в каждой точке которых вектор напряженности направлен по касательной к линии В табл. 3-2 приведены примеры расположения линий напряженности для некоторых часто встречающихся типов магнитных полей.

Линии напряженности магнитного поля являются замкнутыми кривыми, охватывающими электрический ток В этом их отличие от линий напряженности электрического поля, которые не замкнуты, так как начинаются и оканчиваются на электрических зарядах (табл. 3-1).

Таблица 3-2

Наименование источника магнитного поля	Расположение линий напряженности
Прямолинейный ток	
Два прямолинейных тока противоположного направления	
Круговой ток	
Ток соленоида	
Постоянный магнит	

Закон Био—Савара и Лапласа

Магнитное поле малого отрезка Δl провода, по которому течет ток I (рис. 3-19), имеет напряженность

$$\Delta H = \frac{I \Delta l}{4\pi r^2} \sin \alpha,$$

где r — расстояние Δl от точки наблюдения M,

α — угол между r и Δl.

Направление напряженности магнитного поля определяется правилом Ампера наблюдатель, как бы плывущий вдоль электрического тока, видит магнитные силовые линии, направленными справа налево.

Напряженность магнитного поля, создаваемого всем проводником, зависит от размеров и формы этого проводника и определяется путем сложения напряженностей всех отрезков Δl проводника.

При этом в центре кругового проводника радиуса R напряженность магнитного поля оказывается равной:

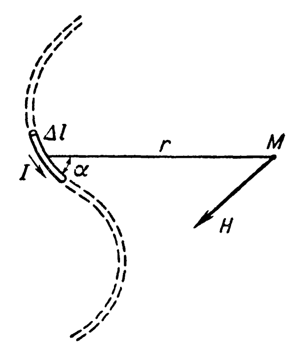


Рис. 3-19. К закону Био—Савара и Лапласа.

$$H = \frac{I}{2R}.$$

Внутри соленоида, имеющего n витков на 1 *м*,

$$H = In.$$

На расстоянии r_0 от бесконечного прямолинейного тока

$$H = \frac{I}{2\pi r_0}.$$

За единицу напряженности магнитного поля в практической системе единиц принимается напряженность поля, возникающего на расстоянии $\frac{1}{2\pi}$ *м* от прямого длинного провода, по которому течет ток величиной 1 *а*. Эта единица называется ампер на метр (*а/м*).

Влияние вещества на магнитное поле

Вещества, оказывающие влияние на магнитное поле, называются магнетиками. Физической причиной этого влияния являются элементарные магнитные поля, создаваемые круговым движением электронов в атомах и молекулах магнетика. При отсутствии внешнего магнитного поля плоскости этих круговых токов расположены хаотично и суммарное магнитное поле равно нулю. Но при появлении внешнего магнитного поля $\overline{H}$ все круговые токи ориентируются одинаково и создаваемое ими суммарное поле имеет отличную от нуля напряженность $\overline{H}'$, которая добавляется к напряженности $\overline{H}$ внешнего магнитного поля.

В результате напряженность магнитного поля в магнетике

$$\overline{H} + \overline{H}'$$

отличается от напряженности $\overline{H}$ магнитного поля в пустоте, воздухе или другом немагнитном веществе.

Все магнетики делятся на три группы:

диамагнетики, которые ослабляют внешнее поле, так как $\overline{H}$ и $\overline{H}'$ противоположны по направлению;

парамагнетики, которые усиливают внешнее поле, так как $\overline{H}$ и $\overline{H}'$ совпадают по направлению;

ферромагнетики (железо, никель, кобальт), в которых усиление магнитного поля наиболее велико.

Для всех веществ, за исключением ферромагнитных, добавочная напряженность поля $\overline{H}'$ пропорциональна напряженности $\overline{H}$ внешнего магнитного поля и поэтому результирующая напряженность поля в веществе также пропорциональна напряженности $\overline{H}$:

$$\overline{H} + \overline{H}' = \mu'\overline{H}.$$

Коэффициент пропорциональности μ' называется относительной магнитной проницаемостью вещества Эта величина показывает, во сколько раз напряженность поля в данном магнетике больше, чем в пустоте. В парамагнетиках $\mu' > 1$, в диамагнетиках $\mu' < 1$. В пустоте и немагнитных веществах $\mu' = 1$.

В практической системе единиц магнитное поле в веществе принято характеризовать не вектором $\mu'\overline{H}$, а вектором $\overline{B}$, в μ_0 раз большим по модулю:

$$\overline{B} = \mu'\mu_0\overline{H}$$

Этот вектор называется магнитной индукцией.

Величина

$$\mu = \mu'\mu_0$$

носит название магнитной проницаемости и является важнейшим параметром вещества (наряду с удельной проводимостью σ и электрической проницаемостью ε). Она является коэффициентом пропорциональности между $\overline{B}$ и $\overline{H}$:

$$\overline{B} = \mu\overline{H}.$$

Что касается величины μ_0, то из предыдущих равенств видно, что ей следует приписать смысл магнитной проницаемости пустоты. Численно она равна:

$$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}.$$

Сила, действующая на ток в магнитном поле

Магнитное поле не оказывает действия на покоящиеся электрические заряды, но действует на движущиеся заряды. Сила f, действующая на участок проводника с током, помещенный в магнитное поле, пропорциональна величине тока I, длине проводника l и составляющей магнитной индукции B, перпендикулярной к току (рис. 3-20).

$$f = IlB \sin \alpha.$$

Направление силы f определяется правилом левой руки: если перпендикулярная к проводнику составляющая магнитной индукции вонзается в ладонь левой руки, а четыре вытянутых пальца направлены вдоль тока I, то отставленный большой палец указывает направление силы f.

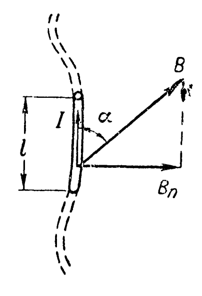


Рис. 3-20. Проводник с током в магнитном поле

Поток магнитной индукции

Для создания геометрических образов магнитного поля в веществе вводят линии магнитной индукции, подразумевая под ними такие линии, в каждой точке которых вектор магнитной индукции $\overline{B}$ направлен по касательной к линии.

Линия магнитной индукции может дать представление лишь о направлении вектора $\overline{B}$ в различных точках пространства. Чтобы дать количественную характеристику поля в этих точках, через единицу поверхности, нормальной к вектору магнитной индукции $\overline{B}$, проводят число линий индукции, равное численному значению индукции в пределах данной поверхности. В результате, чем больше магнитная индукция, тем гуще располагаются линии индукции.

Полное число линий, пронизывающих нормальную к ним площадку S_n, определяет поток магнитной индукции через эту площадку (рис. 3-21):

$$\Phi = BS_n = BS \cos \alpha = B_n S.$$

где α — угол между вектором $\overline{B}$ и нормалью n к площадке S;

B_n — проекция вектора $\overline{B}$ на нормаль n к площадке S.

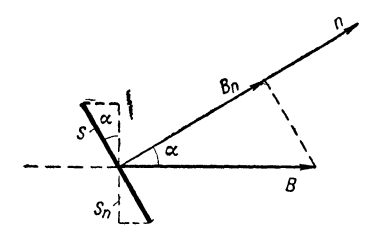


Рис. 3-21. К определению потока магнитной индукции через площадку S.

3-4. ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ ИНДУКЦИЯ

Явление электромагнитной индукции

При движении проводника в магнитном поле в проводнике возникает электродвижущая сила индукции, а если при этом контур проводника замкнут, то в нем появляется электрический ток индукции. Это явление электромагнитной индукции возникает всегда при пересечении движущимся проводником магнитных силовых линий, а также при любом изменении потока магнитной индукции через контур проводника. Электродвижущая сила индукции пропорциональна скорости изменения числа линий магнитной индукции, охватываемых контуром проводника, т. е. пропорциональна скорости изменения потока магнитной индукции через контур проводника:

$$E = \frac{\Delta\Phi}{\Delta t},$$

где $\Delta\Phi$ — изменение потока за достаточно малый промежуток времени Δt.

Таким образом, для электромагнитной индукции необходимо пересечение проводником линий магнитной индукции; при движении проводника вдоль линий магнитной индукции э. д. с. индукции равна нулю.

Направление индукционного тока может быть определено по следующему правилу: индукционный ток имеет такое направление, при котором он создает через площадь, ограниченную контуром, собственный поток магнитной индукции, стремящийся компенсировать то изменение потока магнитной индукции, которое его вызывает.

Единица измерения потока магнитной индукции

Если замкнутый проводник, в котором возникла э. д. с. индукции E, имеет сопротивление R, то

$$IR = \frac{\Delta\Phi}{\Delta t}$$

или

$$\Delta\Phi = I\Delta tR = qR.$$

На этом основании за практическую единицу потока магнитной индукции принимают такой поток через контур проводника, при убывании которого до нуля через поперечное сечение проводника, имеющего сопротивление 1 *ом*, протекает количество электричества, равное 1 *к*. Эта единица носит название вебер (*вб*).

Практическая единица магнитной индукции есть вебер на квадратный метр (*вб/м²*).

Самоиндукция

Электромагнитная индукция вызывается изменением потока магнитной индукции через контур проводника. При этом совершенно безразлично, чем обусловлено это изменение. Оно, например, может быть вызвано непостоянством тока, текущего через проводник. Если по проводу течет непостоянный ток, то магнитное поле этого тока также непостоянно. Следовательно, меняется поток магнитной индукции через контур проводника, что ведет к возникновению в контуре э. д. с. индукции. Таким образом, изменение тока в контуре является причиной возникновения э. д. с. индукции в этом же самом контуре. Это явление называется явлением самоиндукции.

Проводники различной формы обладают различной способностью обнаруживать явление самоиндукции. Наиболее интенсивно это явление протекает в катушках индуктивности, которые представляют собой провод, согнутый в виде витков. Способность контура к самоиндукции характеризуется коэффициентом самоиндукции, который может быть введен следующим образом.

Согласно закону Био — Савара ток, протекающий по витку проводника, создает магнитное поле, напряженность и индукция которого пропорциональны току I. Следовательно, поток магнитной индукции Φ, пронизывающий виток, пропорционален току, текущему по витку,

$$\Phi = LI.$$

Коэффициент пропорциональности L между током в проводнике и величиной магнитного потока, созданного этим током, называется коэффициентом самоиндукции.

Чем больше коэффициент самоиндукции, тем больше величина э. д. с. самоиндукции:

$$E = \frac{\Delta\Phi}{\Delta t} = L\frac{\Delta I}{\Delta t}.$$

Величина коэффициента самоиндукции определяется геометрической формой и размерами проводника.

Практическая единица коэффициента самоиндукции называется генри (*гн*); она равна коэффициенту самоиндукции такого контура, который пронизывается потоком магнитной индукции в 1 *вб* при токе в нем 1 *а*.

Взаимная индукция

Взаимной индукцией называется возникновение э. д. с. в одном проводнике вследствие изменения величины тока в другом проводнике или вследствие изменения взаимного расположения проводников. Это явление объясняется тем, что при изменении тока в одном из проводников или при изменении их взаимного расположения происходит изменение потока магнитной индукции, созданного током первого проводника и проходящего через контур второго проводника, что вызывает возникновение э. д. с. индукции во втором проводнике.

Обозначим через Φ_1 весь поток магнитной индукции, создаваемый током контура *1*, а через $\Phi_{1.2}$ часть этого потока, пронизывающую контур *2* (рис. 3-22, *а*). Поток $\Phi_{1.2}$ создан током I_1 и поэтому пропорционален этому току:

$$\Phi_{1.2} = M_{1.2}I_1.$$

Коэффициент пропорциональности $M_{1.2}$ называется коэффициентом взаимоиндукции; он численно равен потоку магнитной индукции, который создается током в 1 *а* одного из контуров и пронизывает другой контур.

Изменение тока I_1 приводит к изменению потока $\Phi_{1.2}$ и появлению э. д. с. взаимоиндукции во втором контуре величиной

$$E_2 = \frac{\Delta\Phi_{1.2}}{\Delta t} = M_{1.2}\frac{\Delta I_1}{\Delta t}.$$

Если за основной контур, создающий магнитное поле, считать контур *2* (рис. 3-22, *б*), то контур *1* пронизывается потоком

$$\Phi_{2.1} = M_{2.1} I_2,$$

изменение которого вызывает появление в контуре *1* э. д. с. взаимоиндукции

$$E_1 = \frac{\Delta\Phi_{2.1}}{\Delta t} = M_{2.1}\frac{\Delta I_2}{\Delta t}.$$

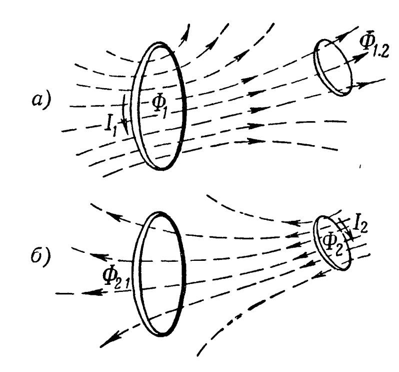


Рис. 3-22. К определению коэффициента взаимоиндукции.

В теоретической электротехнике доказывается, что

$$M_{2.1} = M_{1.2} = M.$$

Величина коэффициента взаимной индукции M двух контуров определяется геометрической формой, размерами и относительным положением этих контуров.

Единица измерения коэффициента взаимоиндукции аналогична единице измерения коэффициента самоиндукции.

3-5. ПЕРЕМЕННЫЙ ТОК

Синусоидальная электродвижущая сила

Если в электрической цепи действует изменяющаяся по величине э. д. с., то она вызывает в цепи п е р е м е н н ы й т о к. Наибольшее распространение в технике получили э. д. с. и токи, синусоидально (гармонически) изменяющиеся во времени. Одним из способов получения синусоидальной э. д. с. является равномерное вращение плоского проводящего витка в однородном магнитном поле (рис. 3-23). Поток магнитной индукции, пронизывающий виток, в этом случае меняется синусоидально. Следовательно, синусоидально будет меняться и э. д. с. индукции (рис. 3-24, *б*):

$$E = E_m \cos \omega t$$

В этом выражении E_m обозначает амплитуду э. д. с., т. е. наибольшее ее значение (размах колебаний). Греческой буквой ω обозначена у г л о в а я с к о р о с т ь вращения витка в магнитном поле, которая связана

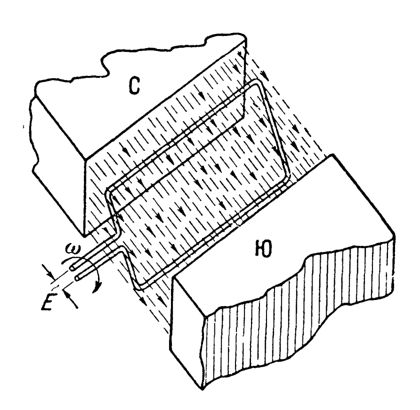


Рис. 3-23. Получение синусоидальной э. д. с.

с ч а с т о т о й f и п е р и о д о м T вращения витка зависимостью

$$\omega = 2\pi f = \frac{2\pi}{T}.$$

Ясно, что период вращения витка и период (полный цикл) изменения синусоидальной э. д. с. индукции — одинаковы.

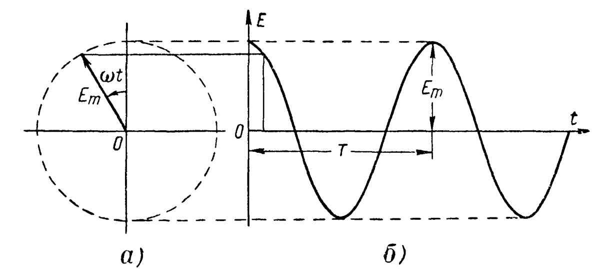


Рис. 3-24. Графическое изображение синусоидальной э. д. с.

Период измеряется в секундах (*сек*), угловая частота в радианах в секунду (*рад/сек*), а частота в периодах в секунду или герцах (1 *гц* = 1 *пер/сек*).

Цепь переменного тока

Синусоидальная э. д. с. E может быть приложена к цепи переменного тока, включающей в себя сопротивления R, катушки индуктивности L и конденсаторы C (рис. 3-25). Под действием синусоидальной э. д. с. в цепи протекает синусоидальный ток.

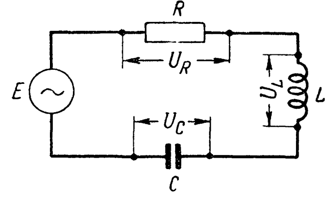


Рис. 3-25. Цепь переменного тока.

Может, однако, возникнуть сомнение в возможности протекания тока по цепи, содержащей конденсатор. Ведь материальными носителями электрического тока являются свободные заряды (электроны). Легко перемещаясь под

действием э. д. с. по сопротивлениям, катушкам индуктивности и монтажным проводам, электроны, естественно, не могут преодолеть разрыва в электрической цепи, которым является промежуток между обкладками конденсатора, заполненный диэлектриком. Постоянный ток не может протекать через конденсатор.

Но переменный ток может течь через конденсатор. Заметим, что даже при подключении конденсатора к источнику постоянной э. д. с. в цепи протекает ток, хотя и не все время. Он течет лишь до тех пор, пока конденсатор не зарядится, т. е. пока на обкладках конденсатора не возникнет разность потенциалов, компенсирующая э. д. с. источника. При этом через диэлектрик между обкладками конденсатора заряды, естественно, не двигаются; протекание тока заключается в доставке зарядов от источника к обкладкам конденсатора (и от обкладок к источнику)

Аналогичной является картина протекания тока в случае подключения конденсатора к источнику синусоидальной э. д. с. При этом обкладки конденсатора непрерывно перезаряжаются и по цепи двигаются заряды, необходимые для этой перезарядки

Метод комплексных амплитуд

(символический метод)

Для упрощения записей и преобразований в теории переменных токов часто используют комплексные числа. Рис. 3-24, *а* показывает, что синусоидальная э. д. с. может быть изображена в виде вектора длиной E_m, вращающегося против часовой стрелки с угловой скоростью ω (*рад/сек*). При этом угол между вектором и вертикальной осью равен ωt, а проекции вектора на вертикальную ось

$$E_m \cos \omega t$$

соответствуют мгновенным значениям синусоидальной э. д. с.

Это позволяет принять вертикальную ось за действительную ось комплексной плоскости, а горизонтальную ось — за мнимую ось и представить вектор синусоидальной э. д. с. в виде комплексного числа

$$\dot{E} = E_m e^{j\omega t} = E_m (\cos \omega t + j \sin \omega t),$$

где $j = \sqrt{-1}$ называется мнимой единицей.

Модуль этого комплексного числа $|\dot{E}| = E_m$ определяет амплитуду колебания э. д. с., а аргумент ωt — фазу колебания, которая измеряется в радианах, градусах или долях периода колебаний и определяет состояние колебательного процесса в данный момент времени.

Ток I, протекающий по цепи под действием э. д. с. $\dot{E}$, также может быть представлен комплексным числом

$$\dot{I} = I_m e^{j(\omega t - \varphi)}$$

с аргументом, отличающимся на угол φ, поскольку в общем случае э. д. с. и ток в цепи переменного тока могут изменяться не синфазно, а быть сдвинутыми пс фазе на угол φ.

Если в комплексах $\dot{E}$ и $\dot{I}$ опустить множитель $e^{j\omega t}$, то они называются комплексными амплитудами. Точка над буквой ставится для того, чтобы отличить комплексные амплитуды от обычных амплитудных значений.

Переход от комплексных амплитуд к мгновенным значениям, как это следует из предыдущего, сводится к добавлению множителя $e^{j\omega t}$ и к определению действительной части полученного комплекса:

$$E = Re\dot{E}$$

Элементы цепи переменного тока

Амплитуда тока I_m в цепи переменного тока определяется величинами R, L и C. Таким образом, эти три элемента цепи играют роль сопротивлений, но между ними имеются существенные различия.

Во-первых, сопротивление R поглощает электрическую энергию, доставляемую в цепь источником питания, а катушка индуктивности и конденсатор энергии не поглощают; они лишь накапливают эту энергию в течение одной половины периода (в виде энергии магнитного поля катушки или энергии электрического поля конденсатора) и возвращают ее обратно источнику питания в течение другой половины периода. Чтобы подчеркнуть это различие сопротивление R называют активным сопротивлением, а сопротивления катушки индуктивности и конденсатора называют реактивными (безваттными) сопротивлениями.

Во-вторых, активное, индуктивное и емкостное сопротивления по-разному зависят от частоты ω приложенной к цепи э д. с. Активное сопротивление R слабо зависит от частоты, лишь на очень высоких частотах приходится считаться с зависимостью активного сопротивления от частоты. Величина индуктивного сопротивления прямо пропорциональна частоте:

$$X_L = \omega L,$$

а величина емкостного сопротивления обратно пропорциональна частоте·

$$X_C = \frac{1}{\omega C}.$$

В-третьих, напряжение и ток в активном и реактивных сопротивлениях находятся в различных фазовых соотношениях. Ток $\dot{I}$, протекающий по активному сопротивлению (рис. 3-25), создает падение напряжения $\dot{U}_R$, совпадающее по фазе с током. Но в реактивных сопротивлениях фазы тока и напряжения отличаются на 90°, причем в индуктивном сопротивлении ток $\dot{I}$ отстает по фазе от напряжения $\dot{U}_L$ на 90°, а в емкостном сопротивлении ток $\dot{I}$ опережает по фазе напряжение $\dot{U}_C$ на 90°.

Математически это обстоятельство находит отражение в том, что отношение напряжения к току в случае активного сопротивления является действительным числом:

$$\frac{\dot{U}_R}{\dot{I}} = R,$$

а в случае реактивного сопротивления — мнимым числом:

$$\frac{\dot{U}_L}{\dot{I}} = jX_L = j\omega L;$$

$$\frac{\dot{U}_C}{\dot{I}} = -jX_C = \frac{1}{j\omega C}.$$

Физической причиной мнимости реактивных сопротивлений является отсутствие поглощения энергии в этих сопротивлениях

Закон Ома для цепи переменного тока

В цепи переменного тока, изображенной на рис. 3-25, значение э. д. с. в любой момент времени должно быть равно сумме мгновенных падений напряжения на сопротивлениях цепи. Это значит, что комплексная амплитуда э. д. с. равна сумме комплексных амплитуд напряжений на сопротивлениях цепи

$$\dot{E} = \dot{U}_R + \dot{U}_L + \dot{U}_C$$

Имея в виду, что

$$\dot U_R = \dot I R;$$
$$\dot U_L = \dot I j\omega L;$$
$$\dot U_C = \dot I \frac{1}{j\omega C},$$

получим:

$$\dot E = \dot I \left(R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C}\right)$$

или

$$\dot I = \frac{\dot E}{R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)}.$$

Комплексное число, стоящее в знаменателе,

$$Z = R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)$$

называют **комплексным сопротивлением** цепи переменного тока. Действительная часть этого комплексного числа равна активному сопротивлению цепи, а коэффициент при мнимой части равен величине реактивного сопротивления цепи:

$$X = X_L - X_C = \omega L - \frac{1}{\omega C}.$$

Полученное выражение

$$\dot I = \frac{\dot E}{Z}$$

называется законом Ома для цепи переменного тока.

Отношение амплитуд (т. е. модулей комплексных амплитуд) э. д. с. и тока

$$\frac{|\dot E|}{|\dot I|} = \frac{E_m}{I_m} = |Z|$$

называется **полным** (или **кажущимся**) **сопротивлением** цепи. Кажущееся сопротивление равно модулю комплексного сопротивления:

$$|Z| = \sqrt{R^2 + X^2} = \sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}.$$

Это сопротивление позволяет определить амплитуду тока по амплитуде напряжения, приложенного к цепи:

$$I_m = \frac{E_m}{|Z|}.$$

Что касается фазового сдвига φ, то, с одной стороны,

$$Z = \frac{\dot E}{\dot I} = \frac{E_m e^{j\omega t}}{I_m e^{j(\omega t - \varphi)}} = \frac{E_m}{I_m} e^{j\varphi} = |Z| e^{j\varphi},$$

а с другой —

$$Z = R + jX = |Z| e^{j \operatorname{arc\,tg} \frac{X}{R}}.$$

Сравнивая эти результаты, получим:

$$\varphi = \operatorname{arc\,tg} \frac{X}{R} = \operatorname{arc\,tg} \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R}.$$

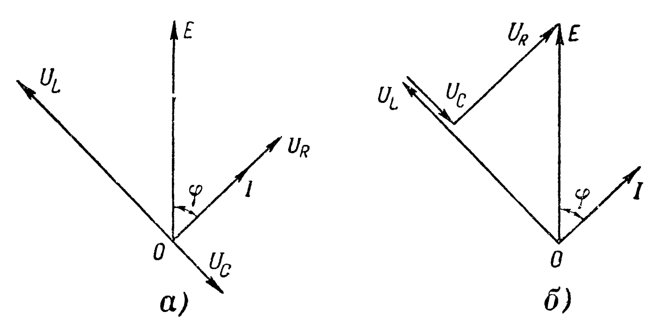


Рис. 3-26. Векторные диаграммы.

Амплитуда I_m и фазовый сдвиг φ полностью определяют ток в цепи (рис. 3-25):

$$I = \mathrm{Re}\dot I = \mathrm{Re} I_m e^{j(\omega t - \varphi)} = I_m \cos(\omega t - \varphi).$$

Векторная диаграмма

Синусоидально изменяющиеся напряжения и токи одинаковой частоты

$$E = E_m \cos \omega t; \quad I = I_m \cos(\omega t - \varphi);$$
$$U_R = R I_m \cos(\omega t - \varphi) \text{ и т. д.}$$

могут быть представлены графически как проекции на действительную ось векторов $\dot E$, $\dot I$, $\dot U_R$ и т. д., вращающихся против часовой стрелки с постоянной угловой скоростью ω и повернутых относительно вектора $\dot E$ на постоянные углы φ и т. д. (рис. 3-24). Длины этих векторов берутся равными амплитудам соответствующих колебаний E_m, I_m, RI_m, и т. д.

Такое изображение синусоидально изменяющихся величин в виде векторов называется **векторной диаграммой**. Оно удобно тем, что сумма или разность двух или нескольких гармонических колебаний, представляющая собой также гармоническое колебание, определяется по амплитуде и фазе вектором, являющимся геометрической суммой или разностью векторов, изображающих складываемые или вычитаемые колебания, а мгновенное значение искомой величины определяется проекцией этого вектора на действительную ось.

На практике вместо вращающихся векторов применяют неподвижные векторы, но подразумевают вращение в противоположную сторону с той же угловой скоростью ω действительной и мнимой осей комплексной числовой плоскости. Неподвижность векторов диаграммы означает, что в комплексных выражениях для токов и напряжений множитель $e^{j\omega t}$ опущен (он лишь подразумевается), и мы получаем упомянутые выше комплексные амплитуды

$$E = E_m; \quad \dot I = I_m e^{j\varphi} \text{ и т. д.}$$

Пример. Построим векторную диаграмму для электрической цепи, изображенной на рис. 3-25. Вектор, изображающий приложенную к цепи э. д. с., направим вертикально вверх (рис. 3-26, *а*). Ток в цепи отстает от э. д. с., причем угол отставания φ откладывается против вращения векторов, т. е. по часовой стрелке. Падение напряжения на активном сопротивлении совпадает по фазе с током и изображается вектором, совпадающим по направлению

с вектором тока. Длина этого вектора $U_R = I_m R$. Падения напряжения на реактивных сопротивлениях изображаются векторами, сдвинутыми по направлению на 90° относительно вектора тока: вектор U_L — в сторону опережения, а вектор $\dot{U}_C$ — в сторону отставания. Длины этих векторов соответственно равны:

$$U_L = I\omega L; \quad U_C = I\frac{1}{\omega C}.$$

Поскольку сумма падений напряжения в замкнутом контуре равна э. д. с., то геометрическая сумма векторов $\dot{U}_R$, $\dot{U}_L$ и $\dot{U}_C$ должна быть равна вектору $\dot{E}$. Это показано на рис. 3-26, *б* и может служить для контроля правильности векторной диаграммы или для геометрического определения неизвестных напряжений и токов.

Уравнения Кирхгофа для цепей переменного тока

Метод комплексных амплитуд дает возможность применить уравнения Кирхгофа к цепям переменного тока. Представив гармонически изменяющиеся напряжения и токи комплексными числами, мы получаем возможность геометрические операции над векторами заменить алгебраическими операциями над комплексными величинами и таким образом, формально свести все соотношения и законы переменного тока к соотношениям и законам постоянного тока.

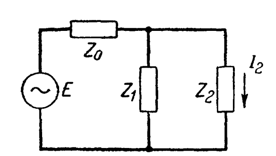


Рис. 3-27. Пример разветвленной цепи переменного тока.

Например, для точки разветвления цепи переменного тока (узел) сумма мгновенных значений токов, направленных к точке разветвления, равна сумме мгновенных значений токов, направленных от нее. То же самое справедливо и для комплексных выражений этих токов:

$$\sum_{k=1}^{n} \dot{I}_к = 0,$$

т. е. сумма комплексных токов, сходящихся в точке разветвления, равна нулю (первая система уравнений Кирхгофа).

Далее, выражая э. д. с., токи, напряжения и сопротивления в комплексной форме и приписывая при обходе контура в одном направлении э. д. с. и токам, совпадающим по направлению, знак плюс, а несовпадающим знак минус, получим:

$$\sum_{k=1}^{m} E_к = \sum_{k=1}^{n} \dot{I}_к Z_к,$$

т. е. для всякого замкнутого контура сумма приложенных комплексных э. д. с. равна сумме комплексных падений напряжений (вторая система уравнений Кирхгофа).

Аналогичным образом осуществляется использование других методов (метода контурных токов, метода холостого хода и короткого замыкания и принципа наложения) для определения токов и напряжений в разветвленных цепях переменного тока.

Пример. Найдем амплитуду тока $\dot{I}_2$ в цепи, изображенной на рис. 3-27, причем дано: амплитудное значение э. д. с. равно 100 *в*, частота равна 10 000/2π *гц*, сопротивления Z_0 и Z_1 активны и равны по 100 *ом* каждое, а сопротивление Z_2 состоит из активного сопротивления 200 *ом* и конденсатора 1 *мкф*.

Применяя метод холостого хода и короткого замыкания, найдем:

$$\dot{U}_{х.х} = \dot{E}\frac{Z_1}{Z_0 + Z_1};$$

$$Z_{к.з} = \frac{Z_0 Z_1}{Z_0 + Z_1},$$

и поэтому

$$\dot{I}_2 = \frac{\dot{U}_{х.х}}{Z_{к.з} + Z_2} = \dot{E}\frac{Z_1}{Z_0 Z_1 + Z_0 Z_2 + Z_1 Z_2}.$$

Подставляя сюда $\dot{E} = 100$ *в*, $Z_0 = 100$ *ом*, $Z_1 = 100$ *ом* и

$$Z_2 = R_2 - j\frac{1}{\omega C} = 200 - j\frac{1}{2\pi\frac{10^4}{2\pi}10^{-6}} =$$

$$= 200 - j\,100 \text{ ом},$$

получим:

$$\dot{I}_2 = \frac{100\cdot 100}{100\cdot 100 + 100(200 - j\cdot 100) + 100(200 - j\cdot 100)} =$$

$$= \frac{1}{5 - 2j} = \frac{1}{29}(5 + 2j) = 0{,}172 + 0{,}069j a.$$

Искомая амплитуда

$$I_m = |\dot{I}_2| = \sqrt{0{,}172^2 + 0{,}069^2} = 0{,}186\ a.$$

Электрические колебания

Пусть конденсатор C (рис. 3-28) заряжен до напряжения U (переключатель $П$ в левом положении), а затем подключен к цепи, состоящей из активного сопротивления R и катушки индуктивности L для разряда через эту цепь (переключатель $П$ в правом положении). Если бы цепь разряда состояла из активных сопротивлений, то ток разряда протекал бы в одном направлении и продолжался до тех пор, пока потенциалы обкладок конденсатора не выравнялись. Но при наличии в цепи достаточно большой индуктивности L процесс разряда будет протекать иначе. В момент, когда потенциалы обкладок конденсатора выравняются и ток разряда начнет уменьшаться, э. д. с. самоиндукции поддержит спадающий ток и произойдет перезарядка обкладок конденсатора. После этого снова возникнет ток разряда, но уже в обратном направлении и т. д. В результате перезарядка обкладок конденсатора будет происходить периодически, и в цепи возникнут электрические колебания, при которых энергия электрического поля конденсатора периодически переходит в энергию магнитного поля катушки и обратно.

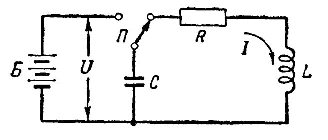


Рис. 3-28. Схема для осуществления электрических колебаний.

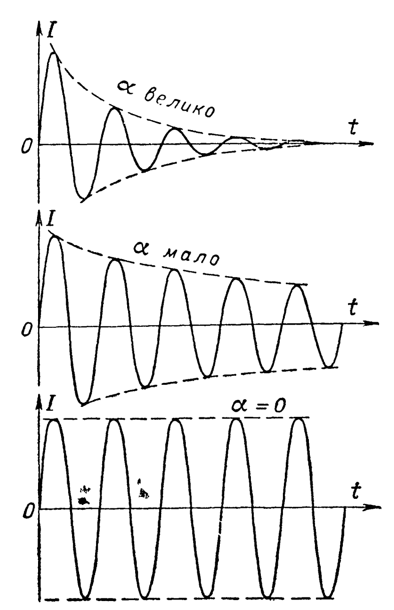


Рис. 3-29. Затухание электрических колебаний в контуре.

При этом часть энергии тратится на выделение тепла в активном сопротивлении R, и поэтому амплитуды колебаний токов и напряжений уменьшаются или, как принято говорить, колебания з а т у х а ю т.

Теория показывает, что при электрических колебаниях в контуре, состоящем из сопротивления R, индуктивности L и емкости C, ток в контуре изменяется по закону

$$I = I_m e^{-\alpha t} \sin(\omega_0 t - \varphi).$$

Частота колебаний при малых активных сопротивлениях (по сравнению с реактивными) может быть найдена из условия равенства нулю падений напряжения на реактивных сопротивлениях контура:

$$\dot{I} j\omega_0 L + \dot{I} \frac{1}{j\omega_0 C} = 0,$$

откуда

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}.$$

Амплитуда колебаний $I_m e^{-\alpha t}$ убывает тем быстрей чем больше к о э ф ф и ц и е н т з а т у х а н и я

$$\alpha = \frac{R}{2L},$$

т. е., чем больше активное сопротивление цепи. При отсутствии активного сопротивления в цепи контура $\alpha = 0$ колебания становятся н е з а т у х а ю щ и м и (рис. 3-29). Незатухающие колебания находят себе многочисленные применения в радиотехнической аппаратуре различного назначения.

ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ

РАДИОТЕХНИКА

4-1. РАДИОСВЯЗЬ

Скелетная схема связи

Связь представляет собой передачу информации от отправителя к получателю. В зависимости от формы сообщений, составляющих информацию, различают следующие виды связи (табл. 4-1).

Таблица 4-1

Форма сообщений	Вид связи
Текст	Телеграфия
Неподвижное изображение	Фототелеграф
Звук	Телефония, вещание
Движущееся изображение	Телевидение
Команды управления	Линии управления, радиолинии управления
Результаты измерений физических величин	Телеметрия, радиотелеметрия

Сообщения передаются с помощью э л е к т р и ч е с к и х с и г н а л о в. Преобразование сообщения в сигнал осуществляет п е р е д а т ч и к (рис. 4-1). Сигналы должны однозначно соответствовать передаваемым сообщениям и обладать способностью распространяться по л и н и и с в я з и. Обратное превращение сигнала в сообщение осуществляется п р и е м н и к о м. При распространении и преобразовании сигналов к ним примешиваются различные п о м е х и, в результате чего принятое сообщение отличается от переданного. Чем меньше это отличие, тем выше качество связи.

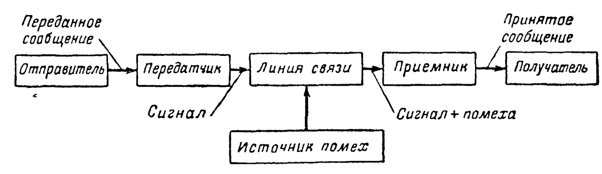


Рис. 4-1. Схема связи.

Одновременная передача нескольких сообщений осуществляется с помощью систем м н о г о к а н а л ь н о й с в я з и, в которых несколько передатчиков и приемников связаны одной линией (рис. 4-2).

К а н а л о м связи называют передатчик, приемник и часть линии, используемые для связи одного отправителя со своим получателем. Поскольку в линию связи поступают сигналы от различных отправителей, необходимо разделение сигналов по получателям. Это осуществляется с помощью р а з д е л и т е л е й сигналов, включаемых в каждом канале на приемной стороне.

При радиосвязи сигналы, поступающие в линию связи, передаются не по проводам, а с помощью электромагнитных волн, распространяющихся в пространстве между

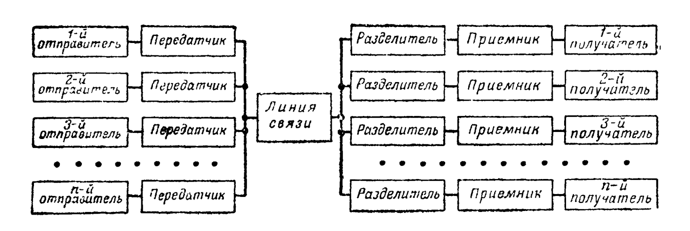


Рис. 1-2. Схема многоканальной связи.

передатчиком и приемником. Технически это возможно осуществить лишь при использовании в качестве сигналов электрических колебаний сравнительно высоких частот (приблизительно от 10^5 *гц* до 10^5 *Мгц*).

Временнóе и спектральное представление сигнала

Носителем сигнала является некоторая физическая величина (ток, напряжение, напряженность электрического поля), изменяющаяся во времени. Поэтому для опи-

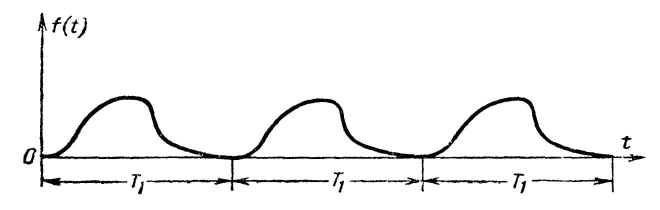


Рис. 4-3. Графическое изображение периодического сигнала.

сания сигнала могут быть использованы функции времени $f(t)$ или графики (рис. 4-3), выражающие изменение во времени той или иной физической величины.

Иногда более удобным является не временнóе, а спектральное представление сигнала. Из математики известно, что периодическая функция времени с периодом повторения T_1 может быть представлена суммой синусоид с надлежащим образом подобранными амплитудами A_n и фазами φ_n:

$$f(t) = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos(n\Omega_1 t + \varphi_n).$$

Частоты этих синусоид (гармоник) кратны основной частоте $\Omega_1 = \frac{2\pi}{T_1}$, с которой повторяется во времени периодическая функция $f(t)$.

Таким образом, если сигнал, подлежащий передаче, является периодическим, то он состоит из постоянной составляющей A_0, первой гармоники $A_1 \cos(\Omega_1 t + \varphi_1)$, второй гармоники $A_2 \cos(2\Omega_1 t + \varphi_2)$ и других высших гармоник с частотами $3\Omega_1$, $4\Omega_1$ и т. д. Сумма всех этих гармонических составляющих равна сигналу и полностью описывает изменение сигнала во времени. Передача по каналу связи самого сигнала или всех его гармоник приводит к одинаковым результатам.

Совокупность амплитуд гармоник A_n сигнала связи называется спектром сигнала. Графически спектр периодического сигнала изображается в виде вертикальных отрезков (спектральных линий), равноотстоящих друг от друга Такой спектр называется линейчатым (рис. 4-4).

Однако сигналы связи всегда ограничены во времени и поэтому не являются периодическими функциями времени. Например, одиночный сигнал (импульс) существует лишь в течение времени τ. Такой сигнал можно рассматривать как предельный случай периодической последовательности импульсов длительностью τ при неограниченно возрастающем периоде их повторения $T_1 \to \infty$. При указанном предельном переходе частотный интервал $\Omega_1 = \frac{2\pi}{T_1}$ между гармониками неограниченно сокращается, а амплитуды гармоник уменьшаются. Таким образом, спектральным представлением непериодической функции является не дискретный ряд грамоник, а сумма бесконечно большого числа бесконечно близких по частоте колебаний с исчезающе малыми амплитудами. Спектр такой функции является сплошным, так как состоит из непрерывной последовательности частот. При графическом изображении такого спектра вдоль оси ординат откладывают не амплитуды составляющих (они бесконечно малы), а предел отношения амплитуды A_n к полосе частот, отделяющей соседние спектральные линии. Этот предел называется спектральной плотностью амплитуд $\Phi(\Omega)$.

В качестве примеров на рис. 4-5 приведены спектры одиночного прямоугольного импульса ограниченной во времени последовательности прямоугольных импульсов, импульса в виде одного полупериода синусоиды и ограниченного во времени отрезка синусоиды.

Сравнивая спектр одиночного прямоугольного импульса со спектром периодической последовательности подобных импульсов, можно заметить, что огибающая сплошного спектра одиночного импульса и огибающая линейчатого спектра периодической последовательности таких же импульсов совпадают по форме. Это правило относится к импульсам любой формы.

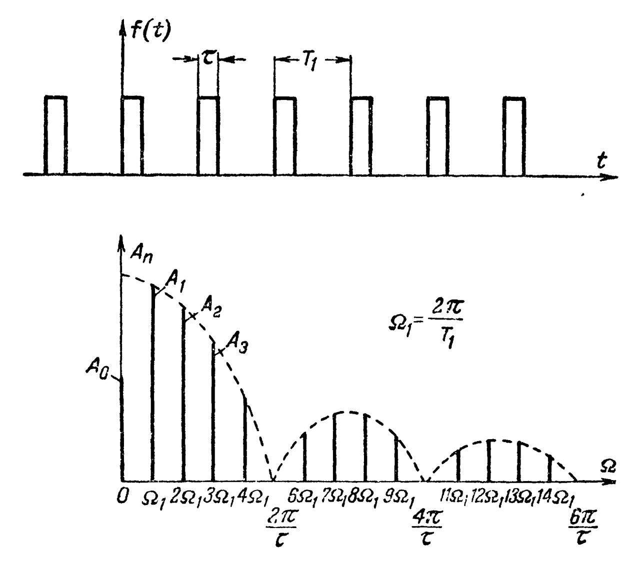


Рис. 4-4. Периодическая последовательность прямоугольных импульсов и ее спектр.

Из рис. 4-4 и 4-5 видно, что огибающие спектров, начинаясь в области низких частот, уходят в область бесконечно больших частот. Но по мере роста частоты амплитуды составляющих и спектральные плотности уменьшаются, и, начиная с некоторой частоты, они вносят настолько малый вклад в общую сумму, что с ними можно не считаться. Таким образом, сигналы связи следует счи-

тать функциями с ограниченным спектром. Интервал частот, в котором размещается ограниченный спектр сигнала, называется шириной спектра.

При практической оценке ширины спектра импульса (в отсутствие особых требований к форме импульса) допускается отбрасывать высшие частотные составляющие

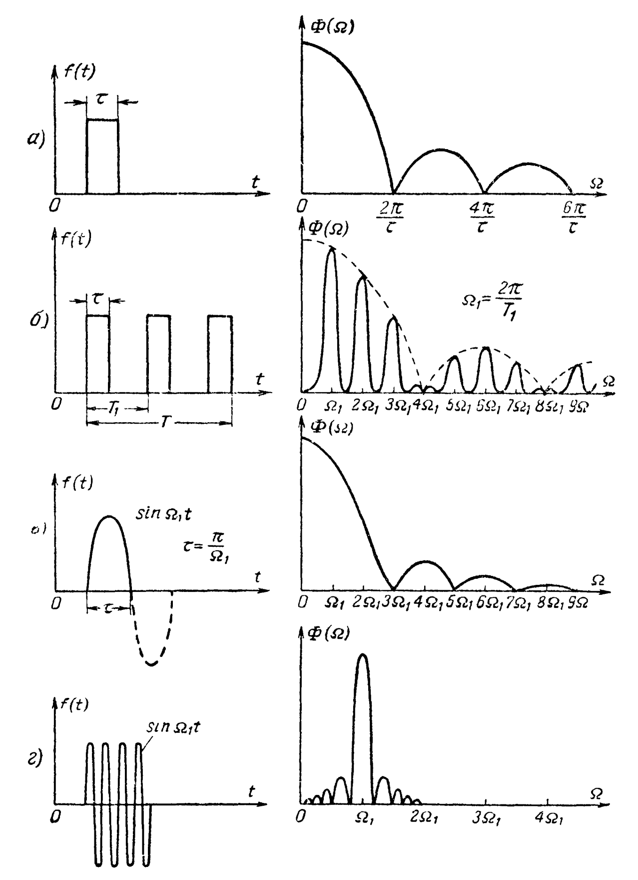


Рис. 4-5. Спектры непериодических сигналов

а — одиночного прямоугольного импульса; *б* — ограниченной последовательности прямоугольных импульсов; *в* — однополупериодного импульса; *г* — отрезка синусоиды.

спектра, суммарная энергия которых не превышает 5—10% энергии импульса. При этом оказывается, что ширина F спектра импульсов практически любой формы определяется соотношением

$$F = \frac{\Omega}{2\pi} \approx \frac{1 \div 2}{\tau},$$

т. е. произведение из длительности импульса на ширину его спектра есть постоянная величина порядка единицы.

Сокращая длительность импульса, мы во столько же раз увеличиваем ширину его спектра. В пределе при $\tau \to 0$ получаем $F \to \infty$, т. е импульс бесконечно малой длительности имеет бесконечно широкий равномерный спектр.

Ширина спектров реальных сигналов

При телеграфии буквы, цифры и знаки передаются с помощью кодов, образуемых путем комбинирования импульсов и пауз между ними. Например, при передаче сообщения по коду Морзе электрический сигнал выглядит как последовательность коротких (точки) и длинных (тире) прямоугольных импульсов, разделенных паузами, равными длительности коротких или длинных (между буквами) импульсов. Наиболее широкий спектр такой последовательности получается при передаче одних точек, разделенных короткими паузами. Чтобы отличить точку от паузы, достаточно сохранить в этом спектре лишь первые три гармоники (рис. 4-6).

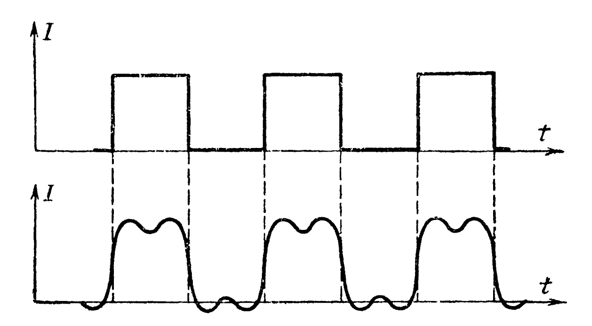


Рис. 4-6. Телеграфный сигнал в виде последовательности точек и его форма при учете лишь трех гармоник.

Таким образом, ширина спектра телеграфного сигнала равна утроенной частоте f_1 следования точек, разделенных короткими паузами,

$$F = 3f_1.$$

Частота f_1 при передаче 100 слов в минуту при среднем числе букв в слове, равном 6, и при среднем числе точек на букву, равном 10, будет:

$$f_1 = \frac{100 \cdot 6 \cdot 10}{60} = 100 \text{ гц},$$

т. е. $F = 300$ *гц*.

Для передачи речи требуется воспроизведение частот в полосе 300—2 000 *гц*. Поэтому в служебной (коммерческой) радиотелефонии используется полоса частот 300—2 400 *гц*.

Для очень хорошей передачи пения и музыки требуется полоса 30—15 000 *гц*. Звуковых колебаний с более высокими частотами человек не слышит. Но передача такого широкого спектра связана с большими техническими трудностями. Поэтому ограничиваются передачей более узких спектров, исходя из следующей примерной оценки качества звучания (табл. 4-2).

Таблица 4-2

Верхняя граница спектра, *гц*	Качество звучания
15 000	Идеальное
10 000	Высокое
8 000	Хорошее
5 000	Удовлетворительное

В телевидении для точного воспроизведения движущегося изображения число строк должно быть достаточно велико. По стандарту, принятому в СССР, число строк равно 625. Такая же четкость должна быть вдоль горизонтального размера кадра, в $^4/_3$ раза превышающего вертикальный размер. Таким образом, кадр

состоит из $\frac{625 \cdot 4 \cdot 625}{3} \approx 500\,000$ различных элементов. Наибольшую частоту получим в том случае, когда передается последовательность чередующихся черных и белых элементов. При развертывании по строкам такой последовательности на протяжении каждого кадра получается 250 000 периодов, а в секунду передается 25 кадров. Следовательно, наибольшая основная частота телевизионного сигнала

$$f_1 \approx 250\,000 \cdot 25 \approx 6 \text{ Мгц}.$$

Эту частоту принимают за верхнюю частоту спектра телевизионного сигнала. Нижней частотой спектра является частота 50 *гц*, с которой следуют импульсы синхронизации.

Таким образом, спектры сигналов содержат сравнительно невысокие частоты. Непосредственная передача таких сигналов без проводов не может быть осуществлена из-за технических трудностей их излучения. Эффективного излучения и распространения электрических сигналов на дальние расстояния можно добиться лишь на высоких частотах. Поэтому перед поступлением в линию связи спектр сигнала должен быть передвинут в область высоких радиочастот. Это преобразование называется модуляцией.

Основные характеристики сигнала и канала связи

Подробное временно́е или спектральное описание сигнала не всегда бывает нужно. Достаточно полную

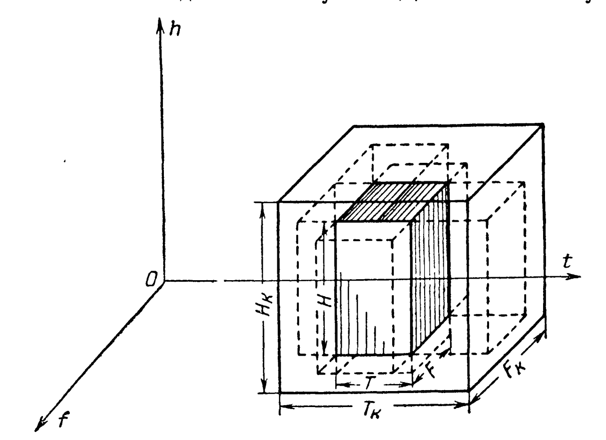


Рис. 4-7. Геометрические образы объема сигнала и емкости канала.

характеристику общих свойств сигнала дает указание: 1) длительности сигнала T; 2) ширины спектра сигнала F и 3) превышения сигнала над помехой

$$H = \log \frac{P_с}{P_п}\,^{*},$$

где $P_с$ — средняя мощность сигнала;
$P_п$ — средняя мощность помехи.

Произведение этих величин называют объемом сигнала (рис. 4-7):

$$V = TFH.$$

* Эту характеристику называют также динамическим диапазоном или уровнем сигнала над помехой.

Канал связи можно охарактеризовать также тремя величинами: 1) временем $T_к$, в течение которого канал выполняет свои функции; 2) полосой частот $F_к$, которую канал способен пропустить, и 3) полосой уровней $H_к$, зависящей от допустимых нагрузок аппаратуры канала. Произведение этих величин называют емкостью канала связи (рис. 4-7):

$$V_к = T_к F_к H_к.$$

Передача сигнала по данному каналу связи возможна лишь в том случае, если основные характеристики сигнала не выходят за границы соответствующих характеристик канала. Если же этого не соблюдается, но объем сигнала не превышает емкости канала, то передача сигнала возможна лишь после согласования сигнала с каналом, которое заключается в преобразовании объема сигнала. Применяемые в радиосвязи преобразования объема сигнала и геометрические образы этих преобразований представлены в табл. 4-3. Указанные преобразования должны осуществляться без уменьшения объема сигнала или без потери заключенной в сигнале информации.

Если объем сигнала превышает емкость канала, то по этому каналу связи передача сигнала без потери информации невозможна.

Модуляция

При любом виде связи передача сигналов осуществляется с помощью какого-либо физического переносчика. Переносчик должен обладать способностью хорошо распространяться по линии связи. В телеграфии и телефонии в качестве такого переносчика используется постоянный или импульсный электрический ток, а в радиосвязи — электромагнитная волна, способная распространяться без проводов на весьма значительные расстояния.

Чтобы заложить информацию в переносчик, на передающей стороне осуществляется его модуляция, т. е. производится воздействие на тот или иной параметр переносчика (величину тока, частоту колебания и т. д.) в соответствии с передаваемым сообщением. В табл. 4-4 и 4-5 показаны используемые в связи виды модуляции; различия между ними определяются как выбором переносчика, так и выбором параметра переносчика, подвергающегося изменению (модуляции).

В радиосвязи основной смысл модуляции заключается в переносе спектра передаваемого сигнала из области низких частот в область высоких радиочастот.

Например, если по радиоканалу передается сигнал на низкой частоте Ω_1 (один тон)

$$U = U_0 + \Delta U \cos \Omega_1 t,$$

то при амплитудной модуляции высокочастотного переносчика

$$u = U \cos \omega_0 t$$

в такт с передаваемым сигналом должна меняться амплитуда переносчика:

$$u_{AM} = (U_0 + \Delta U \cos \Omega_1 t) \cos \omega_0 t =$$

$$= U_0 (1 + m \cos \Omega_1 t) \cos \omega_0 t = U_0 \cos \omega_0 t +$$

$$+ m U_0 \cos \omega_0 t \cos \Omega_1 t = U_0 \cos \omega_0 t + \frac{mU_0}{2} \times$$

$$\times \cos (\omega_0 + \Omega_1)\, t + \frac{mU_0}{2} \cos (\omega_0 - \Omega_1)\, t,$$

Таблица 4-3

Наименование преобразования объема сигнала	Условия преобразования	Геометрический образ преобразования
Задержка	Сигнал задерживается на время t_0 с помощью линии задержки или путем записи и последующего воспроизведения. Основные характеристики сигнала остаются неизменными	
Модуляция (однополосная), преобразование частоты, детектирование	Весь спектр сигнала переносится в новый частотный диапазон. Основные характеристики сигнала остаются неизменными	
Усиление, ослабление	Мощность сигнала и помехи увеличиваются (уменьшаются) в одинаковое число раз. Основные характеристики сигнала остаются неизменными	
Запись и воспроизведение с различными скоростями	Сигнал записывается со скоростью v и воспроизводится со скоростью $v_1 = av$. Длительность сигнала сокращается, а ширина спектра увеличивается в a раз. Превышение сигнала над помехой остается неизменным	
Накопление	Сигнал n раз повторяется на передающем конце и суммируется (накопляется) на приемном. Длительность сигнала увеличивается в n раз, а превышение может быть сокращено в n раз без потери объема. Ширина спектра остается неизменной	
Изменение хода	Смена кода приводит к изменению числа импульсов, необходимых для передачи сигнала той же длительности. Это изменяет ширину диапазона, но позволяет выбрать иное превышение сигнала над помехой	

Таблица 4-4

Вид модуляции	Модуляция микрофоном в телефонии	Амплитудная модуляция (АМ)	Частотная модуляция (ЧМ)	Фазовая модуляция (ФМ)
Переносчик	Постоянный ток	Синусоидальное колебание высокой (несущей) частоты ω_0		
Модулируемый параметр переносчика	Величина тока	Амплитуда высокочастотного колебания	Частота высокочастотного колебания	Фаза высокочастотного колебания
Модулированное колебание (при модуляции одним тоном): Временнóе представление				
Модулированное колебание (при модуляции одним тоном): Спектр				
Чем определяется ширина спектра	Спектором модулирующей функции	Спектором модулирующей функции	Глубиной модуляции	Глубиной модуляции и спектром модулирующей функции

Таблица 4-5

Вид модуляции	Телеграфная модуляция	
Переносчик	Постоянный ток	
Модулируемый параметр переносчика	Величина тока	Направление тока
Модулированное колебание (при модуляции прямоугольными импульсами): Временнóе представление		
Модулированное колебание (при модуляции прямоугольными импульсами): Спектр		
Чем определяется ширина спектра	Длительностью посылки (практически скоростью передачи)	

Продолжение табл. 4-5

Вид модуляции	Переносчик	Модулируемый параметр переносчика	Модулированное колебание (при модуляции прямоугольными импульсами)		Чем определяется ширина спектра
			Временное представление	Спектр	
Амплитудно-импульсная модуляция (АИМ)	Периодическая последовательность коротких импульсов	Амплитуда импульсов	$U_{АИМ}$; 0; t	ω; U; 0	Длительностью импульсов переносчика
Модуляция импульсов по длительности (ДИМ)		Длительность импульсов	$U_{ДИМ}$; 0; t		
Частотно-импульсная модуляция (ЧИМ)		Частота импульсов	$U_{ЧИМ}$; 0; t		
Фазово-импульсная модуляция (ФИМ)		Фаза (положение) импульсов	$U_{ФИМ}$; t		

где $m = \dfrac{\Delta U}{U_0}$ — коэффициент модуляции, характеризующий относительную величину изменения амплитуды переносчика (глубину модуляции).

Таким сбразом, в результате воздействия на амплитуду переносчика вместо низкочастотного сигнала получаются три высокочастотных колебания: на несущей частоте ω_0 (частота переносчика) и на двух боковых частотах $\omega_0 + \Omega_1$ и $\omega_0 - \Omega_1$.

В том случае, если по радиоканалу передается не одна частота, а сложный сигнал, боковые частоты спектра амплитудно-модулированного колебания превращаются в боковые полосы (рис. 4-8). При этом верхняя полоса $(\omega_0 + n\Omega_1)$ повторяет спектр модулированного сигнала, а нижняя полоса $(\omega_0 - n\Omega_1)$ симметрична верхней относительно несущей частоты ω_0.

Ширина спектра амплитудно-модулированного колебания определяется лишь спектром модулированного сигнала и равна удвоенной максимальной частоте (Ω_m) этого спектра.

Более сложные и широкие спектры получаются при других видах модуляции. Ширина спектра частотно-модулированного колебания определяется в основном амплитудой изменения частоты переносчика (если она достаточно велика), т. е. определяется не столько спектром, сколько интенсивностью низкочастотного сигнала. Ширина спектра фазово-модулированного колебания определяется как интенсивностью, так и спектром низкочастотного сигнала.

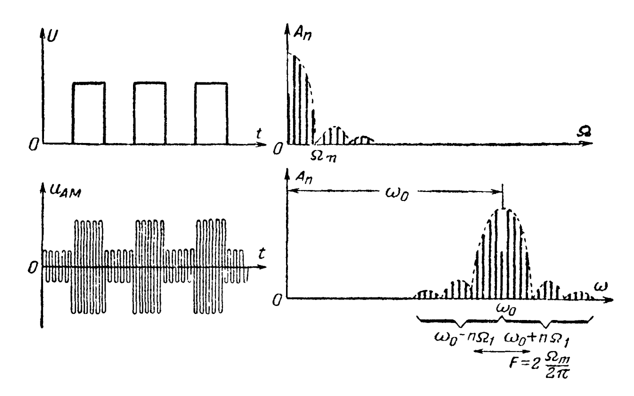


Рис. 4-8. Амплитудная модуляция высокочастотного колебания периодической последовательностью импульсов.

В импульсных устройствах связи переносчиком служит последовательность коротких импульсов. Параметрами такой последовательности являются амплитуда,

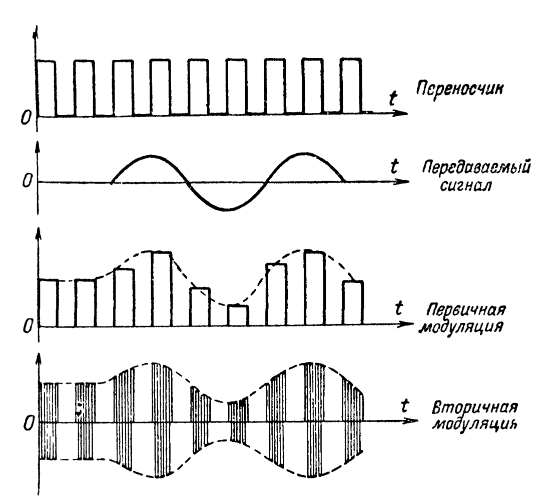


Рис 4-9. Амплитудная модуляция высокочастотного колебания модулированной последовательностью импульсов.

частота, фаза и длительность импульсов. В соответствии с этим различают амплитудно-импульсную, частотно-импульсную, фазово-импульсную модуляции и модуляцию импульсов по длительности. Модулированная последовательность импульсов может передаваться по проводам. Ширина спектра при этом определяется длительностью импульса τ (см. табл. 4-5).

Но модулированная последовательность импульсов может использоваться и в радиосвязи для вторичной модуляции высокочастотного переносчика (рис. 4-9). В этом случае спектр последовательности импульсов сдвигается в область высоких радиочастот.

Дискретные и непрерывные сообщения

Все сообщения, передаваемые по радиоканалам, можно разделить на две группы: дискретные сообщения и непрерывные сообщения. В дискретном сообщении передаче подлежат отдельные знаки, буквы. Примером дискретного сообщения является текст. В непрерывном сообщении передаются непрерывные функции времени (например, звук при передаче музыки или речи).

Кодирование дискретного сообщения

Передача дискретного сообщения сводится к передаче чисел. Например, все буквы алфавита (а также цифры и знаки препинания) можно занумеровать и передавать по каналу связи соответствующую последовательность чисел. Конечно, по линии связи передаются не сами числа, а соответствующие им посылки: импульсы различной амплитуды или длительности. Эти посылки называются элементами кода.

Если число m элементов кода (основание кода) равно числу знаков алфавита, то при передаче сообщения каждый знак передается одним элементом кода, а общее число n элементов сигнала равно числу передаваемых знаков. Такой способ кодирования энергетически невыгоден. Он требует значительных мощностей, чтобы в условиях помех отличать большое количество элементов кода друг от друга, так как различие между элементами кода должно быть больше величины помехи.

Поэтому для связи выгодней использовать коды, у которых число элементов (m) значительно меньше, чем число знаков алфавита. Каждый знак алфавита передается не одним элементом кода, а определенной комбинацией из элементов кода, число элементов сообщения (n) возрастает, но превышение сигнала над помехой может быть снижено.

Особенно выгоден код, состоящий из двух элементов (двоичный код). Одним элементом этого кода может быть посылка тока, несколько превышающая помеху, а другим — отсутствие посылки. Мощность сигнала в этом случае должна превышать мощность помехи лишь настолько, чтобы можно было отличать наличие посылки от ее отсутствия.

В качестве примера на рис. 4-10 выбран алфавит, состоящий из шести первых букв русского алфавита — А Б В Г Д Е, составлено слово В Е Г А и осуществлено кодирование этого слова в шестиэлементном и двухэлементном (двоичном) кодах. В первом случае каждый знак

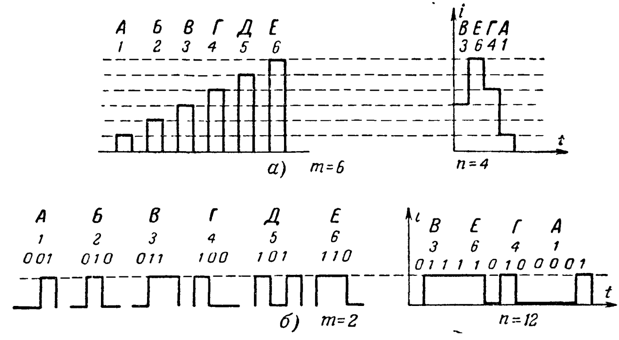


Рис. 4-10. Кодирование дискретного сообщения при шести элементах кода (*а*) и при двух элементах кода (*б*).

алфавита передается одним элементом, сигнал содержит $n = 4$ элемента, а число уровней передаваемого сигнала равно шести. Во втором случае каждый знак алфавита передается трехзначной комбинацией из двух элементов кода, число элементов сигнала возрастает до $n = 12$, но зато число уровней сигнала сокращается до двух.

Кодирование непрерывного сообщения

Передача непрерывных сообщений также сводится к передаче последовательности дискретных чисел. Непрерывные функции времени, передаваемые по каналам связи, всегда обладают ограниченной шириной спектра F. Для передачи функции $f(t)$ с ограниченным спектром не нужно передавать все значения функции, достаточно передать лишь отдельные мгновенные значения ее (рис. 4-11), отсчитанные через интервалы времени

$$\Delta t = \frac{1}{2F}.$$

Таким образом, функция конечной длительности T с ограниченным спектром F определяется отдельными значениями, число которых равно:

$$n = \frac{T}{\Delta t} = 2FT.$$

Если эти значения переданы по каналу связи, то по ним на приемном конце исходная функция с ограниченным спектром может быть восстановлена единственным образом.

Это положение, известное в теории связи как теорема Котельникова, показывает, что между передачами дискретного и непрерывного сообщений приниципиальной разницы нет. В обоих случаях дело сводится к передаче отдель-

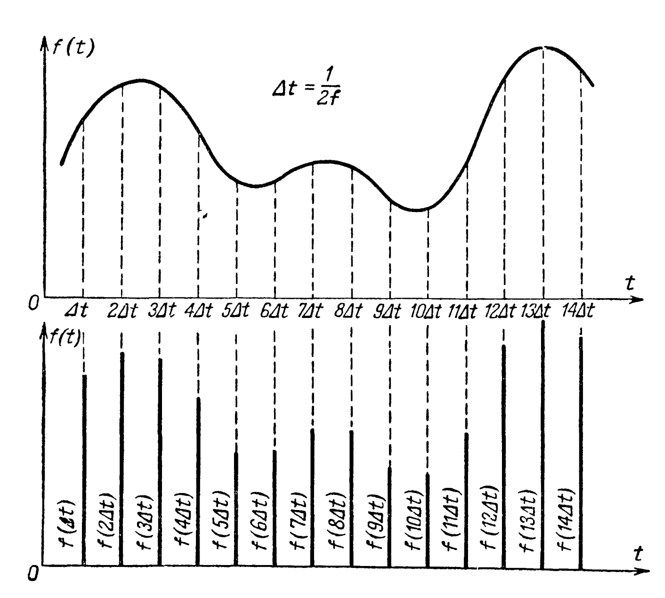


Рис. 4-11. К теореме Котельникова.

ных значений, которые могут быть занумерованы и закодированы.

При кодировании этих значений имеет смысл различать только те значения функции $f(t)$, разность δ между которыми вдвое превосходит максимальное значение помехи $\xi_{макс}$:

$$\delta > 2\xi_{макс}.$$

В противном случае помеха, накладываясь на сигнал, будет переводить одно значение в другое и на приемном конце не удастся отделить помеху от сигнала (рис. 4-12)

Таким образом, если максимальное значение непрерывной функции $U_{макс}$, то она должна передаваться при числе различных уровней

$$m = \frac{U_{макс}}{\delta}.$$

Рис. 4-12. Квантование сигнала.

Выбор конечного числа m уровней для передачи непрерывной функции времени называется квантованием.

Считая эти уровни элементами кода, т. е. взяв число m за основание кода, мы можем передать каждое значение функции $f(t)$ одним импульсом величиной $i\delta$ ($i = 1, 2, 3, \ldots, m$). При этом полное число элементов (импульсов) в сигнале длительностью T будет:

$$n = 2FT.$$

Однако выгодней передавать значения непрерывной функции кодом с меньшим основанием m. В этом случае каждое значение функции передается не одним элементом кода, а определенной комбинацией из элементов кода. Следовательно, число n элементов сигнала возрастает, но число необходимых уровней $m\delta$ уменьшается, что влечет энергетический выигрыш.

Наиболее выгодной является передача непрерывного сообщения при помощи двоичного кода. Этот случай называется кодово-импульсной модуляцией (рис. 4-13).

Нужно отметить, что передача непрерывной функции двоичным кодом может вестись при любом виде модуляции (АИМ, ДИМ, ЧИМ и ФИМ). Поэтому, несмотря на название, кодово-импульсную модуляцию следует рассматривать не как самостоятельный вид модуляции, а как применение низшего кода при том или ином виде модуляции.

Число возможных сообщений

Пусть передача информации осуществляется кодом, содержащим m элементов. Передавая первый элемент сигнала, мы осуществляем выбор из m элементов кода, т. е. таким способом можно передать m различных сообщений. Передавая второй элемент сигнала, мы снова осуществляем выбор из m элементов кода, но число возможных комбинаций элементов кода в первых двух элементах сигнала равно m^2. Значит, двумя элементами сигнала можно передать m^2 различных сообщений. Три элемента сигнала позволяют передать m^3 различных сообщений и т. д.

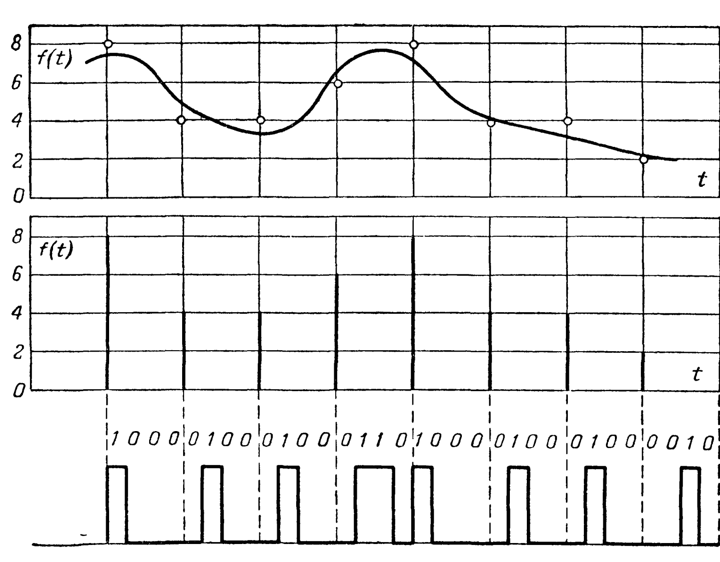


Рис. 4-13. Кодово-импульсная модуляция.

В общем случае число возможных сообщений, которое может быть передано сигналом из n элементов при коде, содержащем m элементов, равно:

$$N = m^n.$$

Например, в системе Бодо каждая буква алфавита передается комбинацией из пяти положительных или отрицательных посылок тока одинаковой величины. Поскольку здесь $m = 2$ и $n = 5$, то с помощью такой системы могут быть переданы $m^n = 2^5 = 32$ буквы.

В качестве второго примера рассмотрим передачу непрерывной функции времени. Пусть используемое для

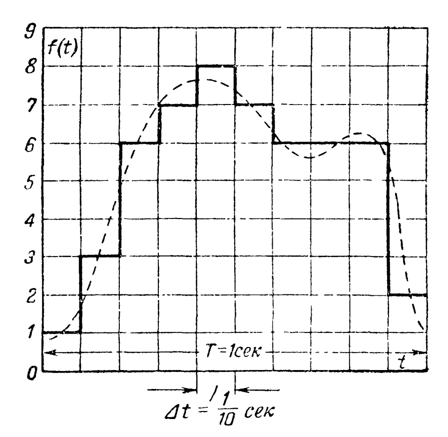


Рис. 4-14. Непрерывная (пунктир) и квантованная функции времени (таких кривых можно провести 10^{10} шт.).

передачи число уровней сигнала равно 10, ширина спектра передаваемых сигналов не превышает 5 *гц*, а длительность сигнала равна 1 *сек*. Какое число различных функций времени может быть передано в этих условиях?

Здесь $m = 10$, а число элементов сигнала $n = \frac{T}{\Delta t} = 2FT = 2 \cdot 5 = 10$. Следовательно, число возможных сообщений

$$N = m^n = 10^{10}.$$

Это число выражает количество различных ступенчатых (квантованных) кривых, которые могли бы быть проведены на рис. 4-14.

Таким образом, основание кода m и число элементов в сигнале n определяют число возможных сообщений N при передаче как дискретных, так и непрерывных сообщений.

Количество информации

Передача сообщений всегда связана с выбором данного сообщения из всех других возможных сообщений. Чем больше число возможных сообщений, из которых выбрано передаваемое сообщение, тем более подробную информацию оно несет. Например, два человека могут сообщить друг другу тем большую информацию, чем больше их общий словарный запас. Люди, говорящие на различных языках, испытывают затруднения в передаче информации друг другу.

Таким образом, число N возможных сообщений может служить мерой количества информации, которое несет данное сообщение, так как это число показывает, из скольких возможных сообщений выбрано данное сообщение.

Однако само по себе число N неудобно для характеристики количества информации, так как не выражает пропорциональности между количеством информации и числом элементов сигнала n и, кроме того, зачастую приводит к чрезвычайно большим значениям.

Поэтому принято количество информации I измерять логарифмом числа возможных сообщений N:

$$I = \log_2 N = \log_2 m^n = n \log_2 m.$$

Основание логарифма, равное двум, выбрано для того, чтобы наименьшее количество информации, получаемое от одного элемента ($n = 1$) при двоичном коде ($m = 2$), считать за единицу. Таким образом, количество информации измеряется в двоичных единицах.

Количество информации на один элемент сигнала

$$I' = \frac{I}{n} = \log_2 m$$

называется с о д е р ж а т е л ь н о с т ь ю с о о б щ е н и я. В зарубежной литературе эту величину называют э н т р о п и е й.

Количество информации, переносимое сигналом, можно выразить через основные характеристики сигнала. Пусть на вход приемного устройства действует смесь сигнала и помехи. Будем считать, что присутствие сигнала может быть замечено, если действующее значение этой смеси превысит действующее значение помехи. Тогда число различных уровней

$$m = \frac{\sqrt{P_с + P_п}}{\sqrt{P_п}}\text{*}.$$

Если ширина спектра сигнала F, то число элементов в сигнале

$$n = 2FT.$$

Следовательно,

$$I = n \log_2 m = 2FT \log_2 \sqrt{\frac{P_с + P_п}{P_п}}$$

или

$$I = FT \log_2 \left(1 + \frac{P_с}{P_п}\right).$$

Количество информации, передаваемое в системе связи за единицу времени,

$$C = \frac{I}{T} = F \log_2 \left(1 + \frac{P_с}{P_п}\right)$$

называется пропускной способностью системы (или скоростью передачи информации).

Например, пропускная способность телеграфного канала, рассчитанного на передачу сигнала при $F = 300$ *гц* и $m = 2$, составляет:

$$C = 2F \log_2 m = 600 \log_2 2 = 600 \text{ дв. ед/сек}.$$

Вероятностные характеристики сигнала

Если на передающей стороне сигнал можно представлять некоторой функцией времени $f(t)$ (близкой к периодической функции), то с точки зрения получателя такое представление не соответствует истинному положению вещей.

Действительно, отправитель (или обслуживающие его лица) очень много знает о передаваемом сигнале, так как в его распоряжении находится и сообщение и код, преобразующий сообщение в сигнал. Он может до передачи записать сигнал и, таким образом, н а п е р е д знать каждое его значение. Он может п о с в о е м у у с м о т р е-

* Сигнал и помехи считаем независимыми, поэтому их средние мощности можно складывать.

нию изменять сигнал (например, для согласования его с каналом).

Получатель не имеет столь подробных сведений о сигнале. В процессе связи (до окончания приема) сигнал для получателя является в той или иной степени неожиданным. Лишь в этом случае сигнал приносит получателю информацию. Если бы на приемной стороне сигнал мог быть представлен определенной функцией времени (тем более периодической), то отпала бы необходимость в передаче такого сигнала, так как заранее были бы известны все его будущие значения.

По-существу на приемной стороне должен быть известен лишь код, принятый в данной системе связи. Могут иметься, конечно, некоторые представления об общих характеристиках ожидаемого сигнала или догадки о характере передаваемого сообщения. Но в остальном передаваемый сигнал является для получателя случайным процессом. Это значит, что получателю может быть известна лишь совокупность возможных сообщений и вероятность появления каждого из этих сообщений. В результате приема одно из этих сообщений превращается из вероятного события в достоверное, а все остальные — в невозможные события.

Функциональные зависимости непригодны для описания таких сигналов. Поскольку в каждый данный момент сигнал с некоторой степенью вероятности может принять любое из возможных значений, то наиболее подробной характеристикой ожидаемого сигнала является перечисление возможных его значений с указанием вероятности появления каждого из них. Такого рода сведения о сигнале могут быть получены лишь в результате подробных исследований статистических свойств различных видов сообщений и сигналов.

Из этого не следует, что приведенное ранее выражение для количества информации, содержащейся в сигнале ($I = n \log_2 m$), является ошибочным. Но оно получено в предположении равновероятности любого из m элементов кода. При неодинаковой вероятности появления этих элементов число возможных сообщений меньше, чем m^n и количество информации в сигнале уменьшается.

Пусть n элементов сигнала составлены из m элементов кода h_i с вероятностью p_i* появления каждого из этих элементов. Количество информации в таком сигнале

$$I = -n \sum_{i=1}^{m} p_i \log_2 p_i.$$

Это количество информации меньше, чем $n \log_2 m$ и лишь при равновероятных элементах, т. е. при $p_1 = p_2 = \ldots = p_m = \frac{1}{m}$, оно становится равным $n \log_2 m$.

Практически это означает желательность такой обработки сигнала перед передачей, которая выравнивала бы вероятности появления различных элементов. Количество информации в данном объеме сигнала в этом случае будет наибольшее, но сигнал исказится. Поэтому на приемной стороне он должен подвергнуться обратному преобразованию для восстановления первоначального вида. Указанные преобразования могут осуществляться лишь в нелинейных каскадах, которые, как известно, изменяют распределение вероятностей появления элементов сообщения.

Для передачи сигнала, представляющего собой случайный процесс, чрезвычайно важным обстоятельством является взаимозависимость его элементов. Информация, переносимая сигналом, уменьшается, если после данного элемента сигнала h_i возможно появление не любого, а лишь некоторых из m возможных элементов. Предельно жесткой взаимозависимостью элементов сигнала является случай функциональной зависимости, при которой количество переносимой информации становится равным нулю.

Если элементы сообщения не являются независимыми, т. е. появление данного элемента h_j зависит от наличия

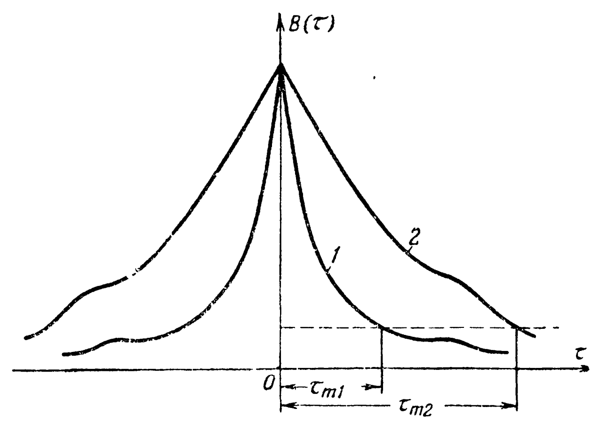


Рис. 4-15. Функция корреляции сигналов с малым (1) и большим (2) последействием.

предшествующего элемента h_i, то к вероятностным характеристикам сигнала добавляются так называемые условные вероятности p_{ji}, которые характеризуют вероятность появления элемента h_j, если предшествующим элементом был h_i. В этих условиях количество информации, заключенное в сигнале, может быть определено как

$$I = -n \sum_{i=1}^{m} p_i \sum_{j=1}^{m} p_{ji} \log_2 p_{ji}.$$

Поскольку вероятностные взаимосвязи между элементами сигнала уменьшают его содержательность, целесообразно в процессе обработки сигнала выявлять и устранять эти взаимосвязи.

С этой точки зрения принято различать сигналы по признаку последействия. В сигналах без последействия последующие значения не зависят от предыдущих, т. е. вероятностные взаимосвязи между элементами отсутствуют. В сигналах с последействием, наоборот, предыдущее значение сигнала влияет на последующее или на ряд последующих значений сигнала. Чем ярче выражено последействие сигнала, тем больше максимальный интервал времени τ_m, в течение которого данный элемент сигнала еще влияет на следующие за ним элементы.

Удобной характеристикой степени последействия является функция корреляции. Своими значениями $B(\tau)$ эта функция характеризует степень влияния одного элемента сигнала на другой в зависимости от интервала времени τ, разделяющего эти элементы. Чем больше τ, тем меньше влияние между элементами, поэтому, как правило, функция корреляции уменьшается с ростом τ (рис. 4-15). Интервал времени τ_m, на котором функция корреляции имеет еще заметную величину, называется интервалом корреляции. Чем больше интервал корреляции, тем более удаленные значения сигнала имеют еще вероятностные взаимосвязи.

Важной характеристикой остается спектр сигнала. Однако понятие спектра амплитуд, введенное для спектральной характеристики функций времени, не может

* Эту величину можно представить себе как относительное число появления некоторого элемента кода в очень длинном сигнале, т. е. $\frac{n_i}{n} \to p_i$ при $n \to \infty$.

быть полезным для характеристики случайного процесса, так как различные реализации этого процесса могут иметь различные спектры амплитуд. Поэтому вместо спектра амплитуд вводится статистический спектр $G(\Omega)$ сигнала, который характеризует распределение средней мощности сигнала по частотам, составляющим сигнал. Таким образом, спектр $G(\Omega)$ представляет собой зависимость средней спектральной плотности мощности от частоты; его значения измеряются в ваттах на 1 *гц*.

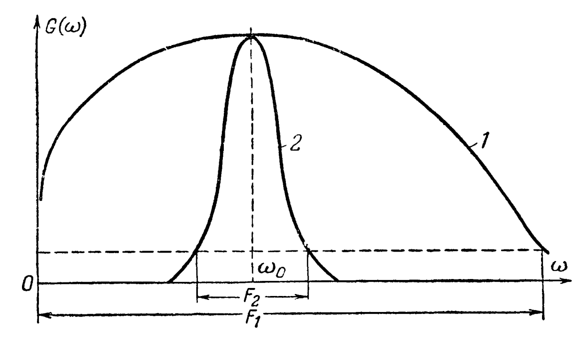


Рис. 4-16. Спектр сигналов с малым (*1*) и большим (*2*) последействием.

Шириной спектра F называется интервал частот, для которых $G(\Omega)$ имеет еще заметную величину (рис. 4-16).

Спектр сигнала и его функция корреляции не являются независимыми вероятностными характеристиками сигнала. Обе они характеризуют взаимозависимость значений сигнала. Чем ярче выражено в сигнале последействие, тем больше интервал корреляции τ_m и тем меньше ширина спектра F. Всякое ограничение спектра увеличивает корреляцию. Произведение интервала корреляции τ_m на ширину спектра F имеет порядок единицы.

4-2. ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ РАДИОСВЯЗИ

Помехи радиосвязи

Помехами называются посторонние электрические возмущения, накладывающиеся на передаваемый сигнал и затрудняющие его прием. Они являются основным фактором, определяющим минимальную напряженность поля в месте приема, необходимую для нормальной радиосвязи.

Помехи радиосвязи весьма разнообразны как по своему происхождению, так и по физическим свойствам. Напряжение радиопомех может иметь самые различные формы: оно бывает синусоидальным (помехи от медицинских аппаратов диатермии, установок высокочастотной закалки и пр.), импульсным (помехи от систем зажигания двигателей внутреннего сгорания) и совершенно хаотическим (тепловой шум).

Характер мешающего воздействия помехи зависит не только от ее физических свойств, но и от особенностей радиоканала (вид модуляции, параметры приемника и т. д.). Если на входе приемника помехи представляют собой хаотически следующие друг за другом затухающие импульсы, то форма и характер затухания этих импульсов на выходе приемника зависят от ширины полосы пропускания приемника и формы его резонансной характеристики. При редких импульсах на входе и широкой полосе пропускания каждый выходной импульс успевает затухнуть к моменту прихода следующего импульса, и в этом случае помеха носит импульсный характер. При частых импульсах на входе и узкой полосе пропускания выходные импульсы перекрывают друг друга по времени и помеха носит гладкий характер.

В табл. 4-6 приведены основные виды помех радиосвязи, их физические причины, различия в мешающем воздействии и возможные меры борьбы с ними (помимо таких естественных мер, как увеличение мощности передатчика и удаление источников помех от места приема).

Измерение радиопомех оказывается более сложной задачей, чем измерение радиосигналов; приборы, применяемые для измерения напряженности поля радиосигналов, непригодны для измерения большинства видов радиопомех. Поэтому получил широкое распространение метод измерения радиопомех путем определения их воздействия на стандартизованное радиоприемное устройство. Метод измерения заключается в сравнении мешающего напряжения с длительно действующим синусоидальным напряжением высокой частоты, эквивалентным по эффекту на выходе стандартизованного измерителя помех. В качестве условной единицы измерения принят микровольт эквивалентного синусоидального напряжения.

Флуктуационные помехи

Флуктуационные помехи отличаются от всех остальных видов радиопомех как своей черзвычайной распространенностью, так и тем, что они принципиально не могут быть устранены. Под флуктуационными помехами подразумеваются случайные колебания токов и напряжений в элементах радиоаппаратуры, обусловленные дискретной природой электричества.

Например, флуктуации постоянного тока (дробовой эффект) объясняются некоторыми различиями в числе электронов, пересекающих поперечное сечение проводника в одинаковые интервалы времени, по сравнению со средним значением этого числа, определяющим силу постоянного тока. Флуктуации тока питания анодной цепи первой лампы приемника вызывают флуктуации напряжения на нагрузке, которые, будучи усиленными в последующих каскадах, могут создать ощутимую помеху на выходе приемника.

Однако практически более существенными являются флуктуации напряжения, вызванные хаотическим тепловым движением свободных электронов во входных сопротивлениях приемника и в антенне (тепловой шум).

Флуктуационные помехи представляют собой последовательность чрезвычайно коротких импульсов, имеющих случайную высоту и следующих друг за другом через случайные промежутки времени. Поскольку в основе явления лежит тепловое движение, промежутки между импульсами имеют порядок времени пробега молекул и электронов, а длительность импульсов еще меньше. Столь короткие импульсы имеют чрезвычайно широкий и практически равномерный спектр. Поэтому флуктуационные помехи называют белым шумом (по аналогии с белым светом); спектральную мощность $G_п$ этих помех считают постоянной во всем диапазоне радиоволн, а мощность $P_п$ флуктуационной помехи, воздействующей на приемник, определяют как произведение спектральной плотности на полосу частот, пропускаемых приемником,

$$P_п = G_п 2\pi F.$$

Кроме того, мощность тепловых флуктуаций тем больше, чем больше «шумящее» сопротивление R и чем больше абсолютная температура T этого сопротивления. Средний квадрат напряжения теплового шума определяется по формуле

$$\overline{U_п^2} = 4kTRF,$$

где $k = 1{,}37 \cdot 10^{-23}$ *вт·сек/град* — постоянная Больцмана.

Таблица 4-6

Наименование помех	Причины помех	Действие помех	Меры борьбы с помехами
Помехи соседних радиоканалов	Перекрытие (наложение) спектров сигналов соседних по несущей частоте радиоканалов	Наложение на программу собственного радиоканала программы, передаваемой по соседнему радиоканалу; свист, обусловленный биениями между несущими частотами соседних радиоканалов	Раздвигание несущих частот соседних радиоканалов не менее чем на две полуширины спектров сигналов; фильтрация частот передаваемого сигнала, выходящих за пределы отведенной полосы; фильтрация гармоник несущей частоты; установление и выдерживание расписания работы радиоканалов; применение направленных антенн
Промышленные помехи	Электромагнитное излучение высокочастотных промышленных, медицинских и бытовых установок (высокочастотная плавка, закалка, сушка и т. д.)	Упорядоченное шипение или треск; вуаль на экране электронно-лучевой трубки	Экранирование высокочастотных установок, создающих помехи; применение направленных антенн
	Электромагнитное излучение, вызванное возникновением затухающих колебаний при искрообразовании в различных электрических устройствах (электросварочные установки, электрический транспорт, система зажигания автомобильных двигателей и т. д.)	Беспорядочный треск и щелчки в телефоне; частые и беспорядочные разрывы изображения на экране электронно-лучевой трубки. Особенно сильно проявляются на подвижных объектах (автомобили, самолеты, суда и пр.), где радиоприемная аппаратура не может быть удалена от источников помех	Предотвращение или уменьшение искрообразования; использование фильтров для замыкания накоротко путей высокочастотных колебаний; экранирование радиоаппаратуры
Флуктуационные помехи	Флуктуации напряжения около нуля, обусловленные тепловым движением свободных электронов в антенне и входных цепях приемника (тепловой шум)	Шипение в телефоне; шумовая дорожка и уменьшение контрастности изображения на электронно-лучевой трубке	Специальные виды приема, основанные на использовании свойств сигнала, отличающих его от помехи, для выделения сигнала на фоне помех
	Флуктуации анодного тока первой лампы приемника около среднего значения (дробовой эффект)		
Атмосферные помехи	Электромагнитное излучение грозовых разрядов и другие электрические атмосферные явления	Сильный нерегулярный треск в телефоне	Переход в КВ или УКВ диапазоны, свободные от атмосферных помех; применение направленных антенн
Космические помехи	Электромагнитное излучение Галактики и Солнца (на УКВ)	Проявляются в случае применения антенн с большим усилением, направленных на Солнце или в центр Галактики	Мало изучены

Колоссальная ширина и равномерность спектра свидетельствуют о том, что флуктуационные помехи являются процессом без последействия. Функция корреляции этого вида помех отлична от нуля лишь при $\tau = 0$ (рис. 4-17).

Что касается высоты импульсов тепловых флуктуаций, то наиболее вероятны, конечно, мелкие выбросы.

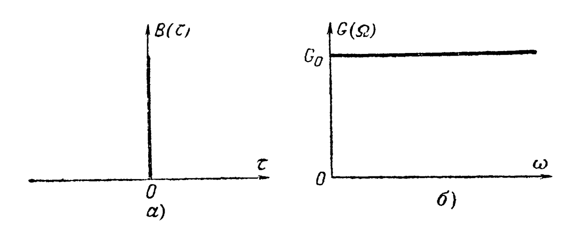


Рис. 4-17. Функция корреляции (а) и спектр белого шума (б).

Тем не менее случайный характер суммирования громадного числа мелких возмущений допускает появление сколь угодно больших значений, но чем больше значение, тем меньше его вероятность.

Указанные свойства белого шума заставляют считать его наиболее вредным и неизбежным видом помехи. Поэтому при анализе помехоустойчивости радиосвязи исходят из наличия именно этой наиболее опасной для радиосвязи помехи.

Помехоустойчивость

Под помехоустойчивостью радиосвязи понимают способность ее обеспечивать правильную передачу сообщений в условиях помех. Помехи вносят ошибки в передаваемые сообщения, в результате чего вместо переданных сообщений принимаются другие сообщения. Правильность передачи сообщений обеспечивается тем лучше, чем меньше вероятность ошибочного приема. Поэтому количественная оценка помехоустойчивости радиосвязи может быть дана с помощью величины, обратной вероятности ошибки p_0.

Другим способом количественной оценки помехоустойчивости является сравнение различных систем связи по величине отношения средних мощностей сигнала и помехи на выходе приемников $\left(\frac{P_c}{P_п}\right)_{вых}$ при условии, что на входе приемников эти отношения $\left(\frac{P_c}{P_п}\right)_{вх}$ одинаковы. Если, например, применение того или иного устройства приводит к увеличению отношения $\left(\frac{P_c}{P_п}\right)_{вых}$ в 10 раз, то говорят, что помехоустойчивость увеличилась в 10 раз.

Помехоустойчивость связи может быть повышена лишь путем увеличения объема сигнала, т. е. за счет увеличения либо мощности сигнала, либо его длительности, либо ширины его спектра. Приводимые ниже методы повышения помехоустойчивости радиосвязи подтверждают это общее положение.

Квантование

При наличии помех не имеет смысла добиваться большой точности отсчета при передаче мгновенных значений сигнала, так как после приема отсчет может быть осуществлен лишь с точностью до помехи.

Поэтому в современных АИМ и КИМ радиолиниях передают не точные, а квантованные значения сигнала, т. е. для передачи используют конечное число m разрешенных значений (уровней, градаций), отличающихся на некоторую конечную величину δ, называемую шагом квантования. Если мгновенное значение сигнала попадает между двумя разрешенными уровнями, то оно заменяется ближайшим из уровней (подобно округлению чисел).

Если шаг квантования выбрать вдвое бо́льшим, чем максимальное значение помехи,

$$\delta > 2\xi_{макс},$$

то, несмотря на искажение сигнала помехой, после приема ближайшим уровнем остается тот, который передавался (см. рис. 4-12). Так удается отделить сигнал от помехи

Однако это описание метода квантования требует двух уточнений.

Во-первых, флуктуационные помехи не могут быть ограничены каким-либо максимальным значением $\xi_{макс}$. Возможны сколь угодно большие значения ξ, но вероятность их тем меньше, чем больше значение ξ. Поэтому предыдущее неравенство нужно понимать не как полную гарантию от ошибки, а как гарантию того, что вероятность ошибки не превысит некоторого значения p_0. Чем больше шаг квантования по сравнению с помехой, тем меньше вероятности ошибки p_0. Считают, что для надежного устранения помех шаг квантования должен в 10 раз превышать средний уровень помех:

$$\delta > 10\sqrt{P_п}.$$

Но увеличение шага квантования вынуждает повышать мощность сигнала, так как число m уровней сигнала должно оставаться постоянным, если мы не хотим потерять информацию, содержащуюся в сигнале. Таким образом, повышение помехоустойчивости при квантовании достигается за счет увеличения мощности сигнала.

Во-вторых, разность между истинным и квантованным значением сигнала является тоже помехой, накладываемой на сигнал и называемой помехой квантования. Таким образом, квантование по существу является заменой флуктуационной помехи помехой квантования. И хотя помеха квантования имеет бо́льшую мощность, но она устраняет весьма неприятное свойство накопления помех при повторных ретрансляциях, так как при каждом приеме производится квантование, восстанавливающее прежние уровни.

Выбор вида модуляции

Степень мешающего воздействия различных помех сильно зависит от вида модуляции. Поэтому, зная ожидаемый вид помех, можно добиться значительной помехоустойчивости системы связи путем выбора малочувствительной к этим помехам модуляции.

Наиболее помехоустойчивыми системами связи являются широкополосные системы с частотной и кодово-импульсной модуляцией.

Сравним, например, в этом отношении амплитудную и частотную модуляции.

Прежде всего заметим, что даже простейший случай наложения на несущее колебание $\dot{U}_0$ синусоидальной помехи $\dot{U}_п$ с частотой $\omega \neq \omega_0$, отличной от несущей, порождает как амплитудную, так и частотную модуляцию несущего колебания помехой. Действительно, из рис. 4-18 видно, что радиальная составляющая $\dot{U}'_п$ вектора помехи изменяет амплитуду колебания, а нормальная составляющая $\dot{U}''_п$ — фазу и, следовательно, частоту. Положение не изменяется, если помеха $\dot{U}_п$ будет иметь хаотически меняющиеся амплитуду, частоту и фазу; при этом ампли-

туда и частота результирующего колебания будут меняться хаотически.

Таким образом, флуктуационная помеха приводит как к амплитудной, так и частотной модуляции полезного сигнала.

Амплитудный детектор не реагирует на изменения частоты сигнала, но частотный детектор (дискриминатор) чувствителен как к изменениям частоты, так и изменениям амплитуды сигнала.

И тем не менее частотная модуляция более помехоустойчива.

Прежде всего при частотной модуляции амплитудные изменения сигнала легко устраняются ограничителем, который для этой цели всегда включается до частотного детектора.

Рис. 4-18. Модуляция несущего колебания синусоидальной помехой.

Что касается оставшихся частотных изменений ЧМ сигнала, вызванных флуктуационной помехой, то их мешающий эффект на выходе приемника оказывается значительно меньшим по сравнению с мешающим эффектом флуктуационных амплитудных изменений на выходе приемника АМ колебаний.

Теория показывает, что если на входе приемников АМ колебаний и ЧМ колебаний отношения $\frac{P_с}{P_п}$ значительны и одинаковы, то на выходе этих приемников

$$\left(\frac{P_с}{P_п}\right)_{ЧМ} = 3\left(\frac{\Delta f}{F}\right)^2\left(\frac{P_с}{P_п}\right)_{АМ}.$$

Таким образом, выигрыш ЧМ по сравнению с АМ зависит от отношения частотного отклонения Δf, принятого при ЧМ, к ширине спектра F передаваемого сигнала. Например, в ЧМ радиовещании принято $\Delta f = 75$ *кгц*, $F = 5$ *кгц*, и поэтому

$$\left(\frac{P_с}{P_п}\right)_{ЧМ} = 675\left(\frac{P_с}{P_п}\right)_{АМ},$$

т. е. применение частотной модуляции эквивалентно увеличению мощности сигнала в несколько сотен раз.

Замечательным является то, что выигрыш связан не с увеличением мощности ЧМ колебания (при переходе от АМ к ЧМ мощность даже несколько уменьшается), а с увеличением ширины спектра высокочастотного сигнала с $2F$ при АМ до $2\Delta f$ при ЧМ. Следовательно, высокая помехоустойчивость при ЧМ достигается з а с ч е т р а с ш и р е н и я с п е к т р а с и г н а л а.

Накопление

Для отделения сигнала от помехи может быть использовано любое различие между ними. Но на приемной стороне они чаще всего практически неразличимы: и сигнал и помеха являются случайными процессами с перекрывающимися спектрами. Для повышения помехоустойчивости радиосвязи в этом сложном случае целесообразно заранее наделить сигнал каким-либо свойством, отличающим его от помехи.

В методе н а к о п л е н и я сигнал на передающей стороне наделяют свойством периодичности (в ограниченном интервале времени), т. е., попросту говоря, n раз повторяют каждое значение сигнала h. На приемной стороне все принятые образцы сигнала с наложенной на него флуктуационной помехой ξ складывают в каком-либо накопителе (конденсатор, электронно-лучевая трубка с послесвечением, потенциалоскоп и др.). При этом сигнал и помеха складываются по-разному. Сигнал все время одинаков, поэтому он складывается арифметически и в результате дает nh. Помеха при каждом повторении может иметь разные значения и знаки, поэтому она складывается алгебраически и накопление значений помехи $\sum_{i=1}^{n}\xi_i$ происходит медленней, чем сигнала. При достаточно большом числе повторений отношение накопленных сигнала и помехи

$$\frac{nh}{\sum_{i=1}^{n}\xi_i} = \frac{h}{\frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n}\xi_i}$$

может быть сделано сколь угодно большим, так как белый шум флуктуирует около нуля и среднее арифметическое $\frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n}\xi_i$ его значений тем меньше, чем больше число n значений.

Конечно, для накопления сигнала необходимо время, и, следовательно, повышение помехоустойчивости в этом случае достигается з а с ч е т у в е л и ч е н и я д л и т е л ь н о с т и с и г н а л а.

Но можно обойтись и без увеличения длительности сигнала. Повторение сигнала — это лишь один из способов получения образцов сигнала для их последующего сложения. В другом способе необходимое количество n образцов сигнала может передаваться к приемнику по n независимым частотным каналам, полосы которых не перекрывают друг друга. Если при этом все сигналы идентичны, а помехи независимы, то сложение принятых образцов сигнала и наложенной на него помехи приведет к аналогичным результатам. Увеличение помехоустойчивости в этом случае достигается з а с ч е т р а с ш и р е н и я с п е к т р а с и г н а л а.

Оптимальная фильтрация

В приемнике сигнал проходит через ряд фильтров. Фильтрация сигнала позволяет отстроиться от соседних радиостанций и, кроме того, повышает помехоустойчивость радиосвязи, так как ограничивает спектр усиливае-

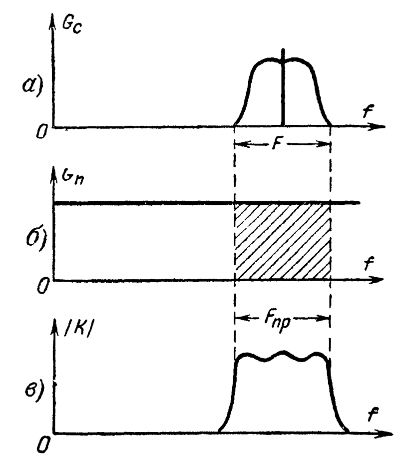


Рис. 4-19. Спектр сигнала (*а*), спектр помехи (*б*) и характеристика полосового фильтра приемника (*в*).

мых вместе с сигналом флуктуационных помех (рис. 4-19), что равносильно ограничению мощности помехи,

$$P_п = G_п \cdot 2\pi F_{пр}.$$

Отсюда видно, что с точки зрения помехоустойчивости связи полоса частот, пропускаемых приемником, не должна превышать ширину спектра сигнала (к сожалению, на практике это допускают из-за нестабильности несущей частоты и трудностей точной настройки).

Такова роль обычной фильтрации сигнала. Но если сигнал периодичен (в ограниченном интервале времени), то фильтрация может быть использована для повышения помехоустойчивости радиосвязи гораздо более полно.

Спектр периодического сигнала состоит из отдельных узких полос (рис. 4-20). Используя это обстоятельство, можно сконструировать фильтр, пропускающий частоты только в пределах этих полос. Периодический сигнал пройдет через такой фильтр без искажений, а мощность флуктуационной помехи на выходе приемника будет тем меньшей, чем уже полосы фильтра. Благодаря своеобразному виду характеристики такой фильтр назван гребенчатым, а фильтрация подобным фильтром в отличие от обычной называется оптимальной фильтрацией.

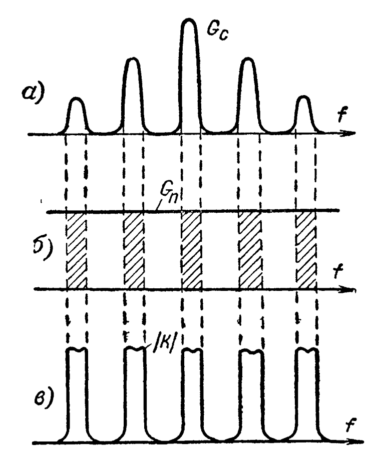


Рис. 4-20. Спектр периодического сигнала (*а*), спектр помехи (*б*) и характеристика гребенчатого фильтра (*в*).

Применение гребенчатого фильтра приводит к тем большему увеличению отношения $\frac{P_с}{P_п}$, чем уже полосы. В свою очередь полосы могут быть сделаны тем более узкими, чем больше сигнал приближается к периодическому (в пределе полосы превращаются в линии). Но увеличение периодичности сигнала ведет к увеличению его длительности, т. е. оно сводится по существу к простому повторению сигнала. Таким образом, метод оптимальной фильтрации повышает помехоустойчивость за счет увеличения длительности сигнала.

Корреляционный прием

Выделение сигнала может быть осуществлено путем исследования вероятностных характеристик смеси сигнала с помехой, поступающей в приемник. Например, в методе корреляционного приема исследованию подвергается функция корреляции смеси сигнала с помехой.

Если сигнал периодичен, то его функция корреляции является периодической функцией интервала корреляции τ (рис. 4-21). Что касается функции корреляции помехи, то в ней периодичность отсутствует, а за пределами интервала корреляции $\tau_п$ она практически равна нулю. Поэтому функция корреляции смеси сигнала и помехи отображает присутствие помехи только в пределах интервала

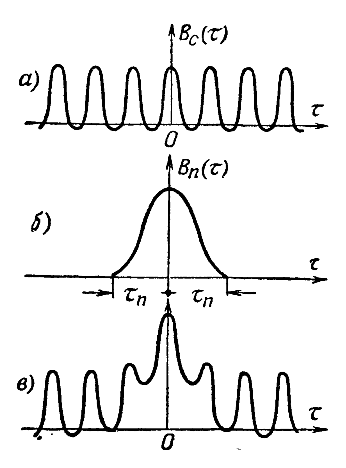


Рис. 4-21. Функция корреляции периодического сигнала (*а*), непериодической помехи (*б*) и их смеси (*в*).

корреляции $\tau_п$. Если же при определении корреляции сравнивать значения смеси сигнала с помехой, сдвинутые на большие промежутки времени $\tau > \tau_п$, то в значениях функции корреляции вклад помехи будет отсутствовать и они будут свидетельствовать лишь о наличии сигнала.

Для исследования любых вероятностных характеристик нужно время, и, следовательно, метод корреляционного приема повышает помехоустойчивость за счет увеличения длительности сигнала.

4-3. ВОЗДЕЙСТВИЕ СИГНАЛА НА ЛИНЕЙНЫЕ РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ ЦЕПИ

Линейные явления в радиотехнических устройствах

Радиотехнические устройства составлены из радиотехнических цепей, отличающихся большим разнообразием как по своему строению, так и по выполняемым функциям. Принято делить радиотехнические цепи на линейные и нелинейные. Линейные цепи подчиняются принципу наложения (см. § 3-2). Они состоят из линейных элементов (сопротивления, индуктивности, емкости), которые либо распределены по длине проводников, составляющих радиотехническую цепь, либо сосредоточены в определенных местах этих проводников. В первом случае говорят о цепях с распределенными параметрами, а во втором — о цепях с сосредоточенными параметрами. Нелинейные радиотехнические цепи не подчиняются принципу наложения и, помимо упомянутых линейных элементов, включают в себя нелинейные элементы (см. § 4-4).

Линейные цепи в радиотехнических устройствах выполняют функции передачи электрических возмущений. Таким образом, они представляют собой четырехполюсники, имеющие два входных и два выходных зажима (рис. 4-22). Электрическое напряжение $U_1(t)$,

поступающее на вход четырехполюсника, называется воздействием. Напряжение $U_2(t)$, получаемое при этом на выходе четырехполюсника, называется откликом.

Различия в линейных радиотехнических цепях заключаются главным образом в соотношениях между воздействием и откликом.

Цепи, предназначенные для неискаженной передачи электрических возмущений, называются линиями. В них отклик должен по возможности точно повторять воздействие.

В усилителях также стремятся избежать искажений формы воздействия, но отклик должен превышать воздействия по мощности (или по амплитуде). Необходимая для этого дополнительная мощность доставляется источниками питания.



Рис. 4-22. Схема четырехполюсника.

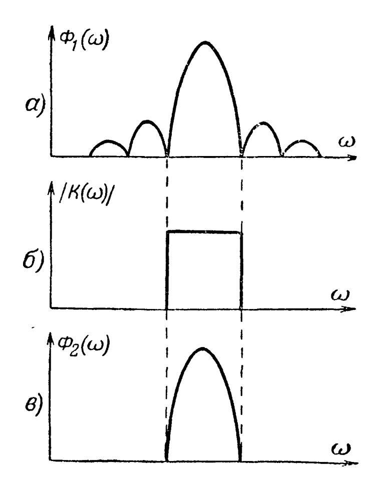


Рис. 4-23. Спектр воздействия (*а*), амплитудно-частотная характеристика фильтра (*б*) и спектр отклика (*в*).

Однако далеко не всегда отклик должен повторять воздействие. Иногда, например, требуется устранить некоторые частоты из спектра воздействия. Эту функцию выполняют фильтры. В других случаях может потребоваться определенное запаздывание отклика по сравнению с воздействием; это осуществляется в линиях задержки. Может потребоваться накопление воздействия в так называемой интегрирующей цепи или получение отклика, пропорционального скорости изменения воздействия, в так называемой дифференцирующей цепи и т. д.

Отклик линейной цепи зависит как от воздействия, так и от свойств цепи В соответствии с частотными и временными представлениями сигнала (см. § 4-1) свойства линейных радиотехнических цепей могут описываться частотными характеристиками и временными характеристиками.

Коэффициент передачи

Частотной характеристикой радиотехнической цепи называется коэффициент передачи, представляющий собой отношение комплексной амплитуды отклика к комплексной амплитуде воздействия:

$$K(\omega) = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1}.$$

Реальный сигнал, воздействующий на радиотехническую цепь, состоит из ряда синусоидальных составляющих. Зная эти составляющие воздействия и коэффициент передачи для каждой из частот передаваемого спектра, легко найти все составляющие отклика:

$$\dot{U}_2 = K(\omega)\,\dot{U}_1.$$

Отсюда, в частности, следует простое соотношение между спектральными плотностями отклика и воздействия:

$$\Phi_2(\omega) = |K(\omega)|\,\Phi_1(\omega),$$

т. е. спектр отклика $\Phi_2(\omega)$ равен спектру воздействия $\Phi_1(\omega)$, умноженному на коэффициент передачи. Иллюстрацией к этому правилу является преобразование спектра воздействия с помощью полосового фильтра, коэффициент передачи которого отличен от нуля лишь в полосе F передаваемых частот (рис. 4-23).

Коэффициент передачи представляет собой комплексную величину:

$$K(\omega) = A_{(\omega)}e^{-j\varphi(\omega)}.$$

Модуль коэффициента передачи равен отношению действительных амплитуд отклика и воздействия

$$A(\omega) = \frac{|\dot{U}_2|}{|\dot{U}_1|} = \frac{U_2}{U_1}$$

и называется амплитудно-частотной характеристикой цепи.

Аргумент коэффициента передачи $\varphi(\omega)$ выражает фазовый сдвиг между синусоидальными напряжениями на выходе и входе цепи и называется фазово-частотной характеристикой.

Переходная функция

Временно́й характеристикой радиотехнической цепи является переходная функция. Для ее определения представим, что до некоторого момента времени никакого воздействия на цепь не было, а затем на вход цепи подано напряжение, равное единице, которое в дальнейшем не изменяется,

$$\sigma(t) = 1.$$

Такое воздействие называется единичной функцией или функцией включения (рис. 4-24).

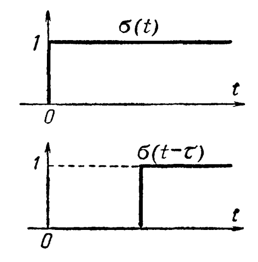


Рис. 4-24. Единичная функция без запаздывания (*а*) и с запаздыванием (*б*).

Отклик цепи на воздействие в виде единичной функции называется переходной функцией $h(t)$.

Переходная функция представляет особые удобства для анализа процессов, протекающих во времени, и, в частности, переходных процессов. Любое

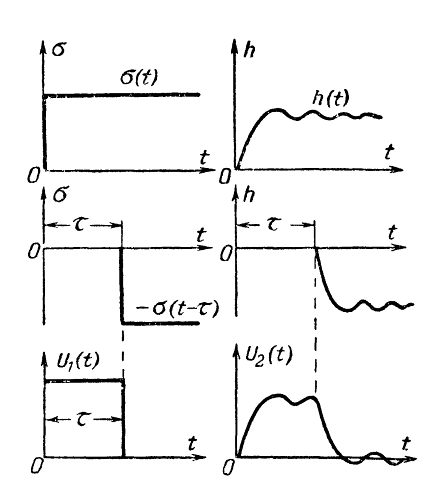


Рис. 4-25. Использование переходной функции для определения переходного процесса, вызываемого прямоугольным импульсом.

сложное воздействие на электрическую цепь можно представить в виде суммы единичных функций. Зная отклик системы на единичную функцию, можно таким путем найти отклик на воздействие любой сложности. В качестве иллюстрации на рис. 4-25 показан путь нахождения переходного процесса в цепи, на которую действует прямоугольный импульс, представленный суммой двух единичных функций.

Последовательный колебательный контур

Колебательным контуром называется цепь, состоящая из последовательно соединенных конденсатора C, катушки индуктивности L и сопротивления R. Чтобы в контуре

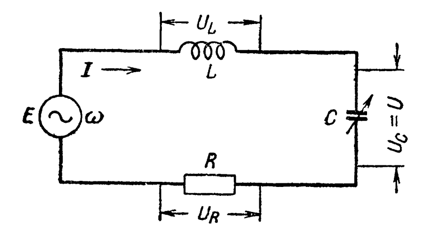


Рис. 4-26. Последовательный колебательный контур.

имели место незатухающие вынужденные колебания, необходимо питать его от источника колебаний, который может быть включен последовательно (рис. 4-26) или параллельно (см. рис. 4-30) обоим реактивным элементам.

Последовательное включение применяется для источников с малым внутренним сопротивлением. Включая последнее в R, получим полное сопротивление цепи последовательного контура:

$$Z = \frac{E}{I} = R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right).$$

Модуль этого сопротивления

$$|Z| = \sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}.$$

Сдвиг фаз между э. д. с. источника и током в контуре определяется из соотношения

$$\operatorname{tg}\varphi = \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R}.$$

Наименьшим сопротивлением

$$Z_{\text{мин}} = R$$

последовательный контур обладает при

$$\omega L = \frac{1}{\omega C},$$

т. е. при совпадении частоты источника колебаний (или несущей частоты принимаемого сигнала) с частотой ω_0 свободных колебаний в контуре:

$$\omega = \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}.$$

Этот случай носит название **резонанса**, а частота $\omega = \omega_0$ называется **резонансной частотой**. При резонансе в последовательном контуре могут быть замечены следующие явления:

1) индуктивное сопротивление контура компенсируется численно равным, но противоположным по знаку емкостным сопротивлением;

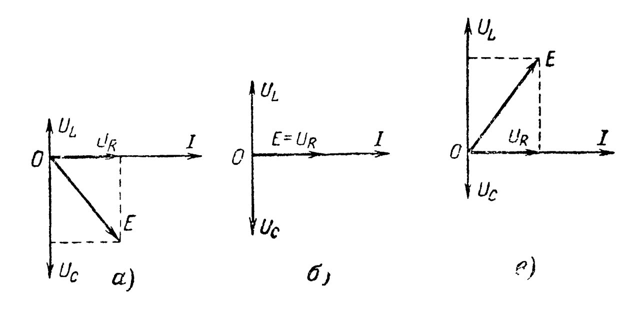


Рис 4-27. Векторные диаграммы напряжений в последовательном контуре при частотах ниже резонансной (*а*), резонансной (*б*) и выше резонансной (*в*).

2) ток в контуре становится наибольшим,

3) ток в контуре совпадает по фазе с э. д. с. источника ($\varphi = 0$);

4) приложенная к контуру э. д. с. целиком падает на активном сопротивлении, так как напряжения на реактивных элементах компенсируют друг друга. Благодаря этому резонанс в последовательном контуре называется резонансом напряжений.

Сказанное хорошо иллюстрируется векторными диаграммами напряжений на элементах последовательного контура (рис. 4-27).

Настройка последовательного контура в резонанс с несущей частотой принимаемого сигнала производится

конденсатором переменной емкости. С этого же конденсатора обычно снимается выходное напряжение.

$$U = I\frac{1}{\omega C} = \frac{E}{|Z|}\cdot\frac{1}{\omega C} = \frac{E}{\omega C\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}} =$$

$$= \frac{E}{\sqrt{(1 - \omega^2 LC)^2 + \omega^2 R^2 C^2}} =$$

$$= \frac{E}{\sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)^2 + \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\cdot\frac{R^2 C}{L}}}.$$

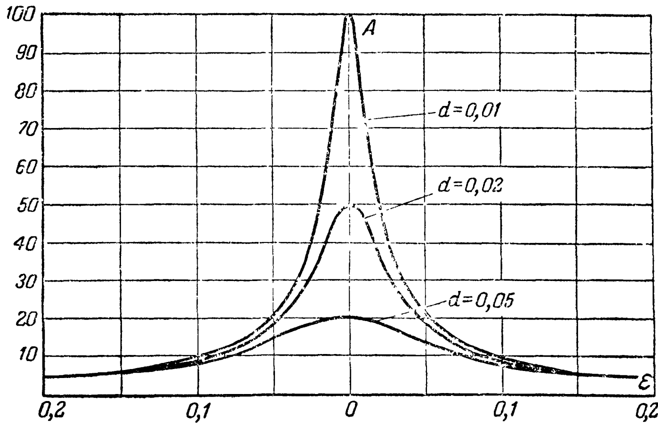


Рис. 4-28. Резонансная характеристика колебательного контура.

Расстройкой контура называют разность между резонансной частотой и частотой колебаний:

$$\Delta\omega = \omega - \omega_0.$$

В таком случае для частот, близких к резонансной $\omega \approx \omega_0$, величину

$$\varepsilon = \frac{\omega^2}{\omega_0^2} - 1 = \frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega_0^2} = \frac{(\omega_0 + \omega)(\omega - \omega_0)}{\omega_0^2} \approx \frac{2\Delta\omega}{\omega_0}$$

естественно называть о т н о с и т е л ь н о й р а с с т р о й к о й.

З а т у х а н и е м контура принято называть величину

$$d = \frac{R}{\sqrt{\frac{L}{C}}} = \frac{R}{\varrho},$$

где

$$\varrho = \sqrt{\frac{L}{C}} = \omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C}$$

называется х а р а к т е р и с т и ч е с к и м с о п р о т и в л е н и е м контура.

Используя эти обозначения, получим выражение для амплитудно-частотной характеристики контура, пригодное для частот, близких к резонансной

$$A = \frac{U}{E} = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon^2 + d^2}}.$$

Графическое изображение амплитудно-частотной характеристики контура называется р е з о н а н с н о й к р и в о й. Семейство резонансных кривых для различных затуханий контура d представлено на рис. 4-28 Чем меньше затухание контура, тем более острую вершину и крутые скаты имеет резонансная кривая.

При настройке контура в резонанс с частотой источника колебаний получаем:

$$A_{\text{макс}} = \frac{U_{\text{макс}}}{E} = \frac{1}{d}.$$

Величину, обратную затуханию, называют д о б р о т н о с т ь ю контура.

$$Q = \frac{1}{d} = \frac{\varrho}{R}.$$

В современных радиотехнических контурах эта величина может быть порядка 200—300. Добротность контура показывает, во сколько раз резонансное значение напряжения на реактивном элементе превышает э. д. с., приложенную к контуру

$$U_{\text{макс}} = QE.$$

Острая резонансная характеристика позволяет путем настройки контура в резонанс с несущей частотой сигнала осуществить с е л е к ц и ю полезного сигнала, т. е. выделение его из множества других сигналов, которые имеют другую частоту, попадают на скат резонансной кривой и ослабляются по сравнению с полезным сигналом.

Но ослабляя сигналы соседних радиоканалов, контур должен пропускать без заметного ослабления все составляющие спектра полезного сигнала. Для этого контур должен обладать достаточно широкой п о л о с о й п р о п у с к а н и я $2\Delta_0\omega$ (рис. 4-29), которую принято определять на уровне

$$A_0 = \frac{A_{\text{макс}}}{\sqrt{2}} = 0{,}707 A_{\text{макс}}.$$

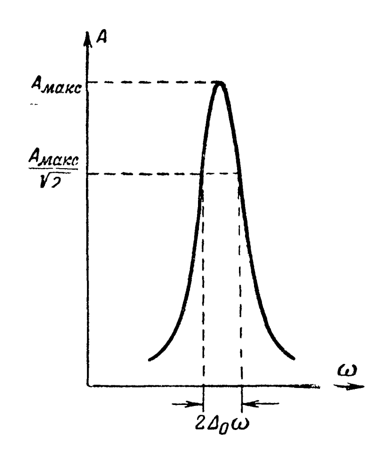


Рис. 4-29. Определение полосы пропускания контура.

Ширина полосы пропускания контура может быть легко найдена из условия

$$A_0 = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_0^2 + d^2}} = \frac{A_{\text{макс}}}{\sqrt{2}} = \frac{1}{d\sqrt{2}}.$$

Стсюда

$$\varepsilon_0 = d,$$

где

$$\varepsilon_0 \approx \frac{2\Delta_0\omega}{\omega_0}.$$

Таким образом,

$$2\Delta_0\omega = \omega_0 d,$$

т. е. полоса пропускания контура тем больше, чем больше его затухание.

Параллельный колебательный контур

В случае параллельного контура реактивные сопротивления и источник колебаний включены параллельно (рис. 4-30). Этот способ используется при включении контура к источнику колебаний с большим внутренним сопротивлением R_i. Общая проводимость двух параллельных ветвей, подключаемых к источнику колебаний, равна сумме проводимостей каждой из этих ветвей:

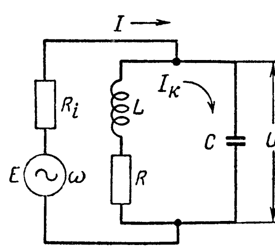


Рис. 4-30. Параллельный колебательный контур.

$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{R + j\omega L} + j\omega C = \frac{1 - \omega^2 LC + j\omega RC}{R + j\omega L}.$$

Модуль сопротивления параллельного контура

$$|Z| = \sqrt{\frac{R^2 + \omega^2 L^2}{(1 - \omega^2 LC)^2 + \omega^2 R^2 C^2}} =$$

$$= \omega_0 L \sqrt{\frac{\frac{R^2}{(\omega_0 L)^2} + \frac{\omega^2}{\omega_0^2}}{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)^2 + \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\cdot\frac{R^2C^2}{LC}}} =$$

$$= \varrho \sqrt{\frac{d^2 + \frac{\omega^2}{\omega_0^2}}{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)^2 + d^2\frac{\omega^2}{\omega_0^2}}}.$$

При небольших расстройках $\frac{\omega}{\omega_0} \approx 1$, $d \ll \frac{\omega}{\omega_0}$ и

$$|Z| \approx \varrho \frac{1}{\sqrt{\varepsilon^2 + d^2}}.$$

При резонансе ($\varepsilon = 0$) сопротивление параллельного контура становится активным и достигает максимума:

$$|Z|_{\text{макс}} = \frac{\varrho}{d} = \frac{\varrho^2}{R}.$$

В соответствии с этим ток I при резонансе в параллельном контуре минимален. При частотах, превышающих резонансную частоту ($\omega > \omega_0$), емкостное сопротивление меньше индуктивного, через емкость течет больший ток и полное сопротивление контура имеет емкостную реактивность, наоборот, при частотах менее резонансной ($\omega < \omega_0$) полное сопротивление контура имеет индуктивную реактивность. При резонансе реактивные сопротивления и токи обеих ветвей равны по величине и противоположны по знаку. Ток в контуре достигает больших значений, так как сопротивление ему оказывает лишь активное сопротивление R. Резонанс в параллельном контуре называется р е з о н а н с о м т о к о в.

Коэффициент передачи контура

$$K = \frac{U}{E} = \frac{\dot{I}Z}{\dot{E}} = \frac{\dot{E}Z}{E(Z + R_i)} = \frac{Z}{Z + R_i}.$$

Если

$$R_i \gg |Z|_{\text{макс}},$$

то

$$A = |K| \approx \frac{|Z|}{R_i} = \frac{\varrho}{R_i}\cdot\frac{1}{\sqrt{\varepsilon^2 + d^2}},$$

т. е. амплитудно-частотные характеристики параллельного и последовательного контуров отличаются лишь постоянным множителем. Таким образом, при $R_i \gg |Z|_{\text{макс}}$ резонансная кривая и полоса пропускания параллельного контура такие же, как у последовательного контура, составленного из тех же элементов.

Если же внутреннее сопротивление источника колебаний R_i и сопротивление контура $|Z|_{\text{макс}}$ имеют один порядок, то резонансная кривая становится менее острой. В этом случае в выражение для амплитудно-частотной характеристики вместо d нужно подставлять

$$d' = d\left(1 + \frac{\varrho^2}{RR_i}\right).$$

Сложные параллельные контуры

Иногда находят применение с л о ж н ы е параллельные контуры, индуктивность или емкость которых содержится в обеих ветвях контура (рис. 4-31). Пусть распределение реактивных элементов по ветвям контура учитывается коэффициентами p и q так, что

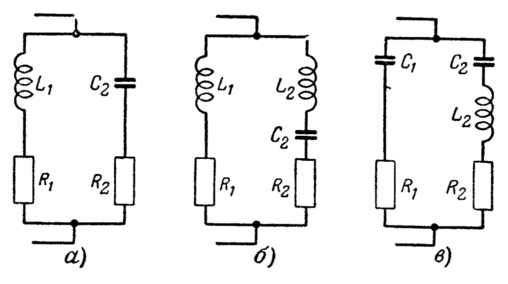


Рис. 4-31. Сложные параллельные контуры:
а — контур I вида; *б* — контур II вида; *в* — контур III вида.

$$L_1 = pL, \text{ а } C_1 = \frac{C}{q},$$

где

$$L = L_1 + L_2, \text{ а } C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}.$$

Реактивное сопротивление одной из ветвей, например левой,

$$\varrho' = \omega_0 L_1 - \frac{1}{\omega_0 C_1} = \omega_0 pL - \frac{q}{\omega_0 C} = \varrho(p - q).$$

Резонансное сопротивление контура

$$|Z|_{\text{макс}} = \frac{(\varrho')^2}{R} = \frac{\varrho^2}{R}(p-q)^2,$$

где $R = R_1 + R_2$.

Это указывает на возможность изменения в широких пределах резонансного сопротивления $|Z|_{\text{макс}}$ в зависимости от распределения индуктивности и емкости между параллельными ветвями контура. При этом резонансная частота остается постоянной, так как она определяется общей индуктивностью L и общей емкостью C при последовательном обходе контура. Так, в частности, подбирается наивыгоднейшее сопротивление контура в анодной цепи лампового генератора. При этом наибольшее значение $|Z|_{\text{макс}}$ соответствует случаю, когда вся индуктивность сосредоточена в одной ветви, а емкость — в другой (рис. 4-30).

Связанные контуры

Если у двух колебательных контуров имеется электрическая или магнитная связь через общие элементы, то изменения электрического состояния в одном из контуров вызывают соответствующие изменения в другом. Общий элемент, через который происходит влияние контуров друг на друга, называется элементом связи, а сами контуры — связанными контурами.

В табл. 4-7 приведены различные способы связи двух контуров. Степень связи контуров определяется коэффициентом связи

$$k_{\text{св}} = \frac{X_{\text{св}}}{\sqrt{X_{\text{I}} \cdot X_{\text{II}}}} \qquad 0 \leqslant k_{\text{св}} \leqslant 1,$$

где $X_{\text{св}}$ — сопротивление элемента связи, а X_{I} и X_{II} — сопротивления контуров, одноименные с сопротивлением связи.

Таблица 4-7

Наименование способа связи	Схема связанных контуров	Сопротивление связи	Коэффициент связи
Трансформаторная (индуктивная) связь	$M_{св}$; C_1; C_2; E; L_1; L_2; R_1; R_2	$X_{\text{св}} = \omega M_{\text{св}}$	$k_{\text{св}} = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}$
Автотрансформаторная (кондуктивная) связь	L_1; L_2; E; L_0; R_1; R_2; C_1; $L_{св}$; C_2	$X_{\text{св}} = \omega L_{\text{св}}$	$k_{\text{св}} = \frac{L_{\text{св}}}{\sqrt{(L_0 + L_1)(L_{\text{св}} + L_2)}}$
Внутренняя емкостная связь	L_1; L_2; E; $C_{св}$; R_1; R_2; C_1; C_2	$X_{\text{св}} = -\frac{1}{\omega C_{\text{св}}}$	$k_{\text{св}} = \sqrt{\frac{C_1 C_2}{(C_1 + C_{\text{св}})(C_2 + C_{\text{св}})}}$
Внешняя емкостная связь	L_1; $C_{св}$; L_2; E; C_1; C_2; R_1; R_2	—	$k_{\text{св}} = \frac{C_{\text{св}}}{\sqrt{(C_1 + C_{\text{св}})(C_2 + C_{\text{св}})}}$
Сложная (комбинированная) связь	L_1; L_2; E; $L_{св}$; R_1; R_2; C_1; $C_{св}$; C_2	$X_{\text{св}} = \omega L_{\text{св}} - \frac{1}{\omega C_{\text{св}}}$	$k_{\text{св}} = \frac{L_{\text{св}} - \frac{1}{\omega^2 C_{\text{св}}}}{\sqrt{(L_1 + L_{\text{св}})(L_2 + L_{\text{св}})}}$

Влияние контуров заключается в том, что ток первого контура создает на сопротивлении связи э. д с., вызывающую ток во втором контуре. В свою очередь ток второго контура создает э. д. с. в первом контуре.

Изменение режима работы одного контура из-за влияния другого удобно оценивать с помощью вносимых сопротивлений.

Например, влияние второго контура на первый сводится к внесению в первый контур активного сопротивления

$$R_{вн} = \frac{X_{св}^2}{|Z_2|^2} R_2$$

и реактивного сопротивления

$$X_{вн} = -\frac{X_{св}^2}{|Z_2|^2} X_2,$$

где $Z_2 = R_2 + jX_2$ — полное сопротивление второго контура

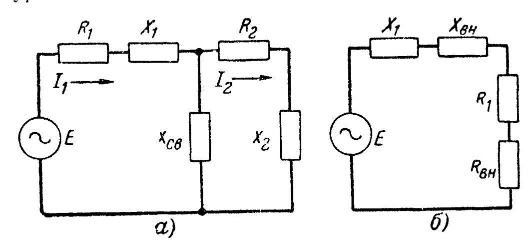


Рис. 4-32. Связанные контуры (*а*) и их эквивалентная схема (*б*).

На рис. 4-32 показана эквивалентная схема первого контура с учетом влияния на него второго контура. Резонанс в такой схеме наступает при

$$X_1 - \frac{X_{св}^2}{|Z_2|^2} X_2 = 0$$

или, считая $Z_2 \approx X_2$,

$$X_1 X_2 - X_{св}^2 = 0.$$

Подставляя в это уравнение конкретные значения реактивностей (табл. 4-7) и решая его относительно частоты, можно обнаружить, что при некоторых условиях эквивалентный контур имеет не одну, а две резонансные частоты.

Например, в случае трансформаторной связи двух одинаковых контуров при небольших коэффициентах связи

$$k_{св} < d$$

эквивалентный контур имеет одну резонансную частоту. Резонансная кривая имеет один максимум вплоть до так называемой критической связи

$$k_{св.\,кр} = d.$$

Но при дальнейшем увеличении связи обнаруживаются две резонансные частоты:

$$f_1 = \frac{f_0}{\sqrt{1 - k_{св}}}$$

и

$$f_2 = \frac{f_0}{\sqrt{1 + k_{св}}},$$

отличающиеся друг от друга тем больше, чем сильнее связь между контурами. Эти частоты называются частотами связи, так как определяются не только резонансной частотой f_0 контуров, но и степенью связи между ними. Зависимость частот связи от коэффициента связи представлена на рис. 4-33.

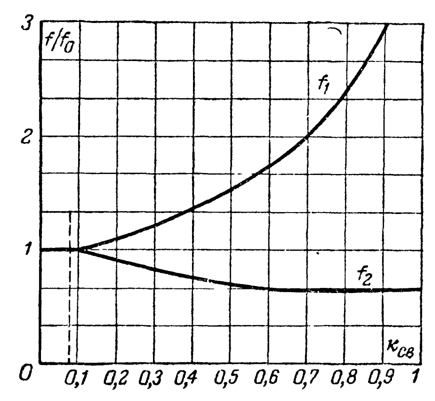


Рис. 4-33. Частоты связи.

Физической причиной резонанса на частотах связи является вносимое в первый контур реактивное сопротивление

$$X_{вн} = -\frac{X_{св}^2}{|Z_2|^2} X_2,$$

которое при $f > f_0$ сдвигает резонансную частоту в одну сторону, а при $f < f_0$ — в другую, так как из-за изменения знака X_2 меняется знак вносимого сопротивления $X_{вн}$.

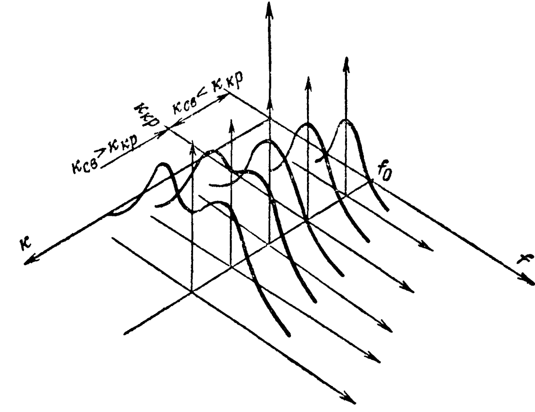


Рис. 4-34. Семейство резонансных кривых связанных контуров.

Рис. 4-34 дает представление о влиянии коэффициента связи на форму резонансной кривой связанных контуров.

Важным свойством связанных контуров является возможность регулирования полосы пропускания изменением степени связи между контурами (рис. 4-34). До критической связи ($k_{св} \ll d$) полоса пропускания двух одинаковых индуктивно связанных контуров мало отличается от полосы пропускания каждого контура:

$$2\Delta_0\omega_{св} \approx 2\Delta_0\omega.$$

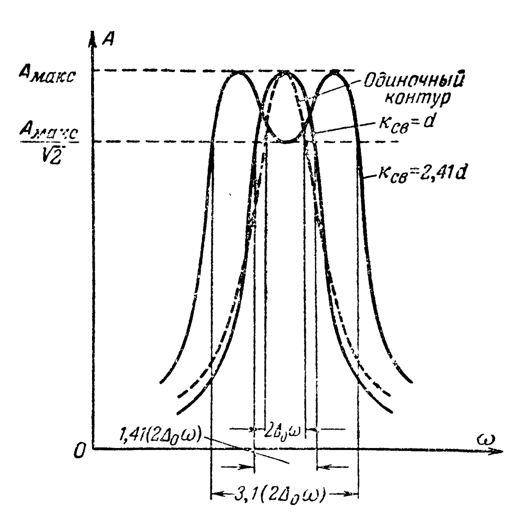


Рис. 4-35. Определение полосы пропускания двух одинаковых связанных контуров.

Но уже при критической связи ($k_{\text{св. кр}} = d$)

$$2\Delta_0\omega_{\text{св. кр}} = 1{,}41\,(2\Delta_0\omega).$$

При дальнейшем увеличении связи полоса расширяется, но равномерность пропускания частот ухудшается, так как на резонансной кривой появляется впадина. Такая впадина считается допустимой вплоть до уровня $\frac{A_{\text{макс}}}{\sqrt{2}}$, на котором определяется ширина пропускания. Этот предельный случай соответствует коэффициенту связи $k_{\text{св}} = 2{,}41d$ и полосе пропускания

$$2\Delta_0\omega_{\text{св. макс}} = 3{,}1\,(2\Delta_0\omega).$$

Дальнейшее расширение полосы нецелесообразно из-за большого ослабления средних частот спектра.

Значительная ширина полосы пропускания и крутые скаты резонансной кривой связанных контуров свидетельствуют о том, что связанные контуры обладают значительно более благоприятными избирательными свойствами по сравнению с одиночным контуром (рис. 4-35).

Резонанс на частотах связи соответствует максимуму тока I_1 в первом контуре. Но практически гораздо более важно настроить контуры так, чтобы получить наибольший ток I_2 во втором контуре. При неизменных частоте ω и напряжении E источника колебаний это можно сделать тремя способами. 1) изменением реактивностей первого контура, 2) изменением реактивностей второго контура и 3) изменением степени связи между контурами. В зависимости от порядка использования этих способов (или их комбинаций) возможны чатыре случая настройки связанных контуров на максимум тока во втором контуре (табл. 4-8).

Частные резонансы позволяют получить максимальные значения тока I_{2m}, но не наибольшие из возможных значений. Наибольшее из всех возможных значений тока во втором контуре I_{2mm} дает сложный резонанс и полный резонанс. Оптимальной

Таблица 4-8

Наименование способа получения максимального тока во втором контуре	Порядок настройки связанных контуров	Условие максимума тока во втором контуре	Величина тока во втором и первом контурах
Первый частный резонанс	Настройка (изменение емкости или индуктивности) первого контура	$\frac{X_1}{X_2} = \frac{X_{\text{св}}^2}{\lvert Z_2\rvert^2}$	$I_{2m\text{I}} = \dfrac{E}{\frac{\lvert Z_2\rvert}{X_{\text{св}}} R_1 + \frac{X_{\text{св}}}{\lvert Z_2\rvert} R_2}$; $I_1 = I_{2m\text{I}} \frac{\lvert Z_2\rvert}{X_{\text{св}}}$
Второй частный резонанс	Настройка (изменение емкости или индуктивности) второго контура	$\frac{X_2}{X_1} = \frac{X_{\text{св}}^2}{\lvert Z_1\rvert^2}$	$I_{2m\text{II}} = \dfrac{E}{\frac{\lvert Z_1\rvert}{X_{\text{св}}} R_2 + \frac{X_{\text{св}}}{\lvert Z_1\rvert} R_1}$; $I_1 = I_{2m\text{II}} \frac{\lvert Z_2\rvert}{X_{\text{св}}}$
Сложный резонанс	Настройка одного из контуров и подбор оптимальной связи между контурами. Например, выполняют условие первого частного резонанса, а затем увеличивают связь, дополнительно подстраивая первый контур (настройку другого контура не меняют)	$\frac{X_1}{X_2} = \frac{R_1}{R_2} = \frac{X_{\text{св}}^2}{\lvert Z_2\rvert^2} = \frac{\lvert Z_1\rvert^2}{X_{\text{св}}^2}$ (достаточно выполнения двух из этих равенств)	$I_{2mm} = \dfrac{E}{2\sqrt{R_1R_2}}$; $I_1 = \dfrac{E}{2R_1}$
Полный резонанс	Настройка на частоту генератора каждого из контуров в отдельности и подбор оптимальной связи между контурами	$X_1 = 0$; $X_2 = 0$; $X_{\text{св}} = \sqrt{R_1R_2}$	$I_{2mm} = \dfrac{E}{2\sqrt{R_1R_2}}$; $I_1 = \dfrac{E}{2R_1}$

связью при осуществлении полного резонанса является критическая связь

$$k_{\text{св. кр}} = \sqrt{d_1 d_2}.$$

При критической связи значение I_{2mm} достигается на одной частоте. При связи, большей критической, получение I_{2mm} возможно на двух частотах (частотах связи). При связи, меньшей критической, получение I_{2mm} невозможно.

Фильтры

Электрическим фильтром называется устройство, пропускающее колебания одних частот с небольшим ослаблением, а колебания других частот — с большим ослаблением. Частоты колебаний, пропускаемых фильтром без большого ослабления, образуют полосу прозрачности (пропускания) фильтра. Частоты колебаний, задерживаемых фильтром, образуют полосу непрозрачности (непропускания). Частота, лежащая на границе этих полос, называется частотой среза f_c.

В зависимости от расположения полосы прозрачности на шкале частот различают:

1) фильтры нижних частот, пропускающие без большого ослабления колебания всех частот ниже некоторой частоты среза f_c;

2) фильтры верхних частот, пропускающие без большого ослабления колебания всех частот выше некоторой частоты среза f_c;

3) полосовые фильтры, пропускающие без большого ослабления колебания определенной полосы частот от f_{c1} до f_{c2};

4) заграждающие фильтры, сильно ослабляющие колебания определенной полосы частот от f_{c1} до f_{c2}.

Ослабление фильтром напряжения (или тока) оценивают отношением амплитуды U_1 напряжения на входе к амплитуде U_2 напряжения на выходе. Обычно это отношение выражают в децибелах:

$$b = 20 \lg \frac{U_1}{U_2} \ [\partial б]$$

и называют затуханием фильтра (не путать с затуханием колебательного контура!).

Зависимость затухания фильтра от частоты называют частотной характеристикой затухания фильтра.

Простейшими фильтрами являются обычные реактивные сопротивления и их соединения. Например, падение напряжения на катушке индуктивности тем меньше, чем меньше частота, а на конденсаторе, наоборот, тем меньше, чем больше частота. Таким образом, последовательно включенная в цепь катушка индуктивности может служить фильтром нижних частот, а последовательно включенный конденсатор — фильтром верхних частот. Резонансные явления в последовательном и параллельном колебательных контурах позволяют использовать их в качестве полосовых или заграждающих фильтров (в зависимости от включения контура). Однако все эти цепи не позволяют достигнуть резкого разграничения пропускаемых и задерживаемых частот. Несколько лучшие результаты могут быть получены при использовании связанных контуров в качестве полосовых фильтров.

Значительно более высокими показателями обладают фильтры в виде четырехполюсников, которые составлены из реактивных сопротивлений, соединенных в виде Г-образных, Т-образных или П-образных звеньев (рис. 4-36).

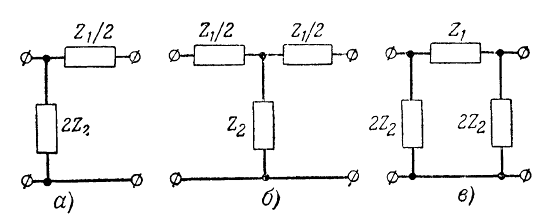


Рис. 4-36. Схемы звеньев электрических фильтров: *а* — Г-образное звено; *б* — Т-образное звено; *в* — П-образное звено.

Если произведение последовательно и параллельно включенных реактивных сопротивлений этих звеньев не зависит от частоты

$$Z_1 Z_2 = K^2$$

(K — постоянная величина), то такие фильтры называются фильтрами типа K. Условием, определяющим полосу прозрачности этих фильтров, является неравенство

$$-1 \leqslant \frac{Z_1}{4Z_2} \leqslant 0.$$

В табл. 4-9 приведены схемы и частотные характеристики затухания Т-образных и П-образных звеньев фильтров типа K.

Возрастание затухания при $\omega > \omega_c$ в фильтрах нижних частот объясняется увеличением сопротивления последовательных индуктивных ветвей и уменьшением сопротивления параллельных емкостных ветвей.

Возрастание затухания при $\omega < \omega_c$ в фильтрах верхних частот объясняется увеличением сопротивления последовательных емкостных ветвей и уменьшением сопротивления параллельных индуктивных ветвей.

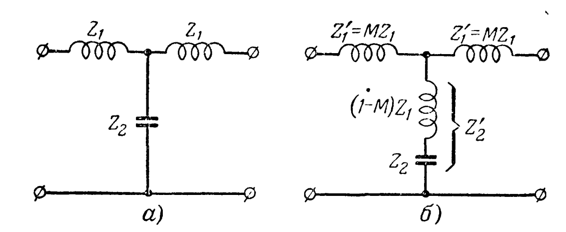


Рис. 4-37. Образование фильтра типа M (*б*) из фильтра типа K (*а*).

Возрастание затухания за пределами полосы прозрачности полосовых фильтров объясняется увеличением сопротивления последовательного контура и уменьшением сопротивления параллельного контура по мере удаления от резонансной частоты этих контуров, находящейся в пределах полосы прозрачности.

Возрастание затухания в пределах полосы непрозрачности заграждающих фильтров объясняется увеличением сопротивления параллельного контура и уменьшением сопротивления последовательного контура по мере приближения к резонансной частоте этих контуров, находящейся в пределах полосы непрозрачности.

Недостатками фильтров типа K являются: 1) малая крутизна частотных характеристик затухания; 2) трудность согласования фильтра с источником колебаний и с нагрузкой. Освободиться от этих недостатков позволяет перераспределение реактивных сопротивлений в последовательных и параллельных ветвях звеньев фильтра. Например, в последовательных ветвях фильтра нижних частот оставляют лишь M-ю часть индуктивности

Таблица 4-9

Наименование фильтра	Схема Т-образного и П-образного звеньев фильтра	Частотная характеристика фильтра	Частоты среза
Фильтр нижних частот	$L_1/2$, $L_1/2$, C_2; L_1, $C_2/2$, $C_2/2$	$в$, ω, 0, ω_c	$\omega_c = \frac{2}{\sqrt{L_1C_1}}$
Фильтр верхних частот	$2C_1$, $2C_1$, L_2; C_1, $2L_2$, $2L_2$	$в$, ω, 0, ω_c	$\omega_c = \frac{1}{2\sqrt{L_1C_1}}$
Полосовой фильтр	L_1, C_1, L_2, C_2, L_2, C_2; L_1, C_1, C_1, L_1, L_2, C_2	$в$, ω, 0, ω_{c1}, ω_{c2}	$\omega_{c1} = \omega_0(\sqrt{1+m} - m)$; $\omega_{c2} = \omega_0(\sqrt{1+m} + m)$, где $m = \frac{L_2}{L_1} = \frac{C_1}{C_2}$; $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_2C_2}} = \sqrt{\omega_{c1}\omega_{c2}}$
Заграждающий фильтр	L_1, L_1, C_1, C_1, L_2, C_2; L_1, C_1, L_2, L_2, C_2, C_2	$в$, ω, 0, ω_{c1}, ω_{c2}	Частоты среза вычисляются так же, как и в случае полосового фильтра

а остальную индуктивность переносят в параллельную ветвь (рис. 4-37). В результате этого в параллельной ветви фильтра образуется последовательный контур. По мере приближения к резонансной частоте ω_0 этого контура шунтирующее действие параллельной ветви фильтра возрастает, что вызывает увеличение крутизны частотной характеристики затухания. При резонансе в параллельной ветви фильтр оказывается закороченным и его затухание становится бесконечно большим. Это позволяет значительно улучшить крутизну частотной характеристики затухания фильтра (рис. 4-38). Одновременно обеспечивается лучшее согласование фильтра с нагрузочным сопротивлением.

Характеристики подобных фильтров зависят от расчетного параметра M. Поэтому эти фильтры названы фильтрами типа M. Поскольку произведение общей индуктивности и емкости при переходе от фильтра типа K к фильтру типа M остается неизменным, то частоты среза и полоса прозрачности у фильтров обоих типов одинаковы.

Другим способом увеличения крутизны частотной характеристики затухания фильтра является увеличение

числа его звеньев. Обычно фильтр строится из звеньев с одинаковой полосой прозрачности. Чем больше число звеньев фильтра, тем больше приближение к характеристике идеального фильтра, которая имеет бесконечную крутизну на границе полосы прозрачности и бесконечно большое затухание в полосе непрозрачности.

Полосовые фильтры типов *К* и *М* рассчитываются обычно на полосы пропускания не менее нескольких процентов от средней частоты. Более узкие полосы пропускания, составляющие десятые доли процента от средней частоты,

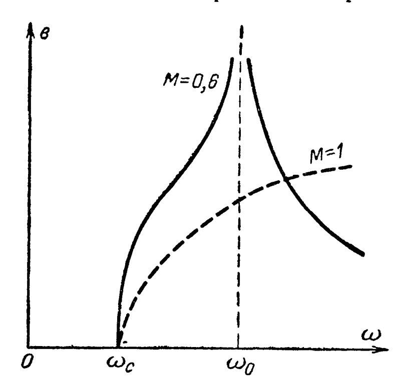


Рис. 4-38. Частотная характеристика затухания фильтра нижних частот при $M = 1$ и $M = 0{,}6$.

могут быть получены лишь в электромеханических фильтрах (пьезоэлектрических или магнитострикционных), действие которых основано на преобразовании электрической энергии в механическую и обратно.

Наибольшее распространение получили кварцевые фильтры. Явление пьезоэлектричества, наблюдаемое в кристалле кварца, заключается в том, что при механическом сжатии кристалл электрически поляризуется (см. § 3-1), и, наоборот, при приложении к граням кристалла электрического напряжения происходит механическая деформация кристалла. Пластинка кварца, помещенная в переменное электрическое поле, совершает механические колебания с частотой изменения поля. При совпадении частоты собственных механических колебаний пластины и частоты электрического поля наступает резонанс, характеризующийся наибольшими амплитудами механических и электрических колебаний. Резонансная частота кварцевой пластинки f_0 зависит лишь от толщины пластинки h:

$$f_0 = \frac{2{,}8}{h},$$

где f_0 — в мегагерцах; h — в миллиметрах.

Обладая резонансными свойствами, кварцевая пластинка оказывается эквивалентной сложному колебательному контуру третьего вида с очень высокой добротностью (порядка нескольких тысяч) и узкой полосой пропускания (0,2—0,4%). Это и послужило причиной использования кварцевых пластин в качестве составных элементов сложных фильтров с высокими качественными показателями.

Переходные процессы в линейных цепях

Процессы перехода от одного установившегося состояния электрической цепи к другому называются переходными процессами. Они наблюдаются при включении источников колебаний в цепь, содержащую индуктивности и емкости, при отключении источников колебаний от таких цепей, а также при подключении активных или реактивных сопротивлений к участкам таких цепей, на которых имеет место падение напряжения. Переходные процессы всегда связаны с изменением общего запаса энергии в электрической цепи. Как только общий запас энергии прекращает изменяться, переходный процесс заканчивается.

Физической причиной возникновения переходных процессов является невозможность мгновенного изменения электрической и магнитной энергии, запасенной в конденсаторах и катушках индуктивности. Известно, что при подключении к источнику постоянного напряжения ток в катушке индуктивности и напряжение на обкладках конденсатора устанавливаются не скачком, а постепенно изменяясь от нуля до максимального значения. Аналогично этому колебания в последовательном (или параллельном) контуре *LCR* при подключении его к источнику колебаний *E* и при отключении его от этого источника не возникают и не исчезают скачком, а нарастают и убывают постепенно (рис. 4-39).

Переходный процесс, возникающий после включения источника колебаний, является результатом сложения вынужденных колебаний (колебаний установившегося режима) и затухающих свободных колебаний, возникающих в контуре в момент включения. Если контур имеет некоторую расстройку, то из-за различия частот вынужденных и свободных колебаний возникают биения и огибающая переходного процесса после включения претерпевает колебания (рис. 4-39, *а*). Если же контур точно настроен на частоту источника колебаний, то амплитуда колебаний в контуре нарастает монотонно (рис. 4-39, *б*).

По прошествии времени Δt_1 свободные колебания затухают и в контуре происходят установившиеся колебания постоянной амплитуды.

После отключения источника колебаний от контура в последнем вновь возникают свободные колебания за

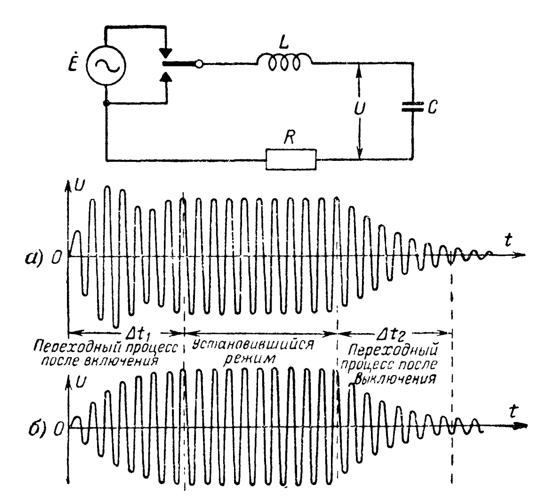


Рис. 4-39. Переходный процесс в расстроенном (*а*) и настроенном (*б*) колебательном контуре.

счет энергии, накопленной при установившемся режиме. По прошествии времени Δt_2 эти свободные колебания затухают.

Таким образом, длительность переходного процесса в колебательном контуре определяется длительностью существования в нем свободных колебаний. Теоретически свободные колебания затухают до нуля лишь через бесконечно большой промежуток времени. Но практически

с ними можно не считаться, если их амплитуда падает до нескольких процентов, например, до 5% от первоначальной амплитуды. Это происходит через время

$$\Delta t_1 = \Delta t_2 \approx \frac{Q}{f_0} = \frac{1}{2\Delta_0 f},$$

т. е. длительность переходного процесса обратно пропорциональна полосе пропускания контура. Чем выше добротность контура, тем больше длительность переходного процесса. Для сокращения длительности переходных процессов приходится увеличивать затухание контура.

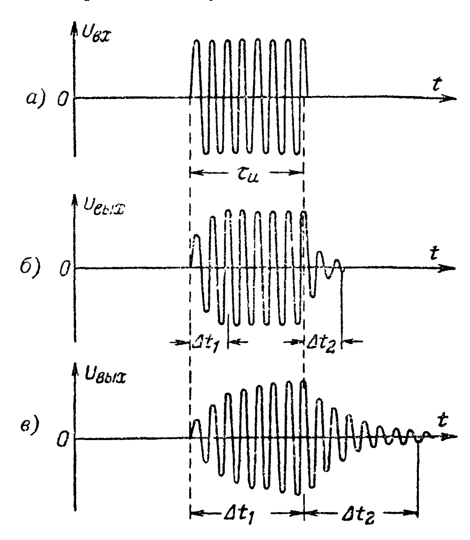


Рис. 4-40. Искажение прямоугольного импульса при прохождении его через колебательный контур.

При прохождении высокочастотных импульсов через колебательный контур форма импульса может сильно исказиться из-за переходных процессов (рис. 4-40). Считая, что нельзя допускать бо́льшие искажения, чем те, которые изображены на рис. 4-40, *в*, получим:

$$\Delta t_1 = \frac{1}{2\Delta_0 f} \leqslant \tau_и.$$

Таким образом, для пропускания импульса длительностью $\tau_и$ необходимо выбирать полосу пропускания

$$2\Delta_0 f \geqslant \frac{1}{\tau_и}.$$

Обычно выбирают

$$2\Delta_0 f = \frac{1 \div 3}{\tau_и}$$

в зависимости от допустимых искажений импульса.

Цепи с распределенными параметрами

Все рассмотренные ранее линейные цепи относились к цепям с сосредоточенными параметрами. В них с достаточным для практики приближением можно считать, что все электрическое поле сосредоточено только в конденсаторе, магнитное поле — в катушке самоиндукции, а активные потери происходят только в тех местах, где включено активное сопротивление. В соответствии с этим можно принять, что вся емкость такой цепи сосредоточена в конденсаторе, а индуктивность — в катушке самоиндукции. Активное сопротивление можно считать включенным лишь на отдельных участках цепи, а все соединительные провода — идеально проводящими.

Но такая картина является лишь некоторым приближением к действительности, так как в общем случае электрические и магнитные поля цепи, а также области активных потерь не разделены пространственно, и поэтому индуктивность, емкость и активное сопротивление (проводимость) распределены по цепи. В случаях, когда упрощающее представление о сосредоточенных параметрах цепи ведет к большим искажениям физической картины явлений и, следовательно, к ошибочным выводам, говорят о цепях с распределенными параметрами.

Цепи с распределенными параметрами встречаются в виде линий и фидеров (двухпроводных, четырехпроводных, коаксиальных), волноводов, объемных резонаторов и антенн. На любом участке этих цепей имеются активное и индуктивное сопротивления проводов, а также емкостная и активная проводимости между проводами.

Двухпроводная линия

Рассмотрим линию, состоящую из двух параллельных проводов, которые на любом участке длиной l обладают одинаковыми погонными параметрами,

$$L_1 = \frac{L}{l}; \quad R_1 = \frac{R}{l}; \quad C_1 = \frac{C}{l}; \quad G_1 = \frac{G}{l}.$$

Полное погонное сопротивление и полная погонная проводимость линии:

$$Z_1 = R_1 + j\omega L_1; \quad Y_1 = G_1 + j\omega C_1.$$

В радиотехнических двухпроводных линиях часто можно пренебречь потерями и считать

$$R_1 = 0; \quad G_1 = 0.$$

Такая идеальная линия состоит лишь из распределенных последовательных индуктивностей и распределенных параллельных емкостей (рис. 4-41). Если в начале

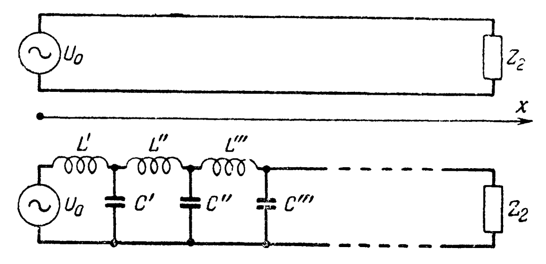


Рис. 4-41. Двухпроводная линия (*а*) и ее эквивалентная схема (*б*).

линии включить источник постоянного напряжения U_0, то емкость C' заряжается источником U_0 через индуктивность L', затем емкость C'' заряжается емкостью C' через индуктивность L'', емкость C''' заряжается емкостью C'' и т. д. Последовательный заряд распределенных емкостей через распределенные индуктивности создает волну тока и напряжения. Эта волна движется со скоростью v от источника напряжения к нагрузке Z_2 и поэтому называется падающей волной.

Если нагрузка Z_2 не может полностью поглотить энергию, доставляемую к концу линии падающей волной,

то возникает **отраженная волна**, которая также представляет собой последовательный разряд (или заряд) распределенных емкостей через распределенные индуктивности. В результате через любое сечение линии проходят две волны тока и напряжения: падающая и отраженная.

В том случае, если в начале линии включен источник синусоидального напряжения с частотою $\omega = 2\pi f$:

$$U = U_0 \cos \omega t,$$

то падающая и отраженная волны представляют собой процесс последовательной перезарядки распределенных емкостей через распределенные индуктивности. При этом

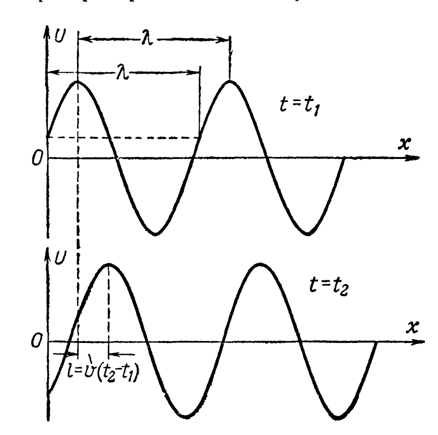


Рис. 4-42. Перемещение падающей волны напряжения вдоль линии.

напряжение и ток в любом сечении x линии изменяются во времени синусоидально (т. е. повторяют закон изменения напряжения источника), но это изменение отстает от изменений напряжения источника на промежуток времени

$$\Delta t = \frac{x}{v},$$

необходимый для распространения волны от источника до данного сечения линии x.

Таким образом, напряжение падающей волны в любом сечении линии

$$U_{\text{пад}} = U_m \cos \omega \left(t - \frac{x}{u}\right) = U_m \cos (\omega t - \alpha x),$$

где $\alpha = \frac{\omega}{v}$ называется **волновым числом**.

Выражение, полученное для $U_{\text{пад}}$, показывает, что в каждый данный момент t напряжение распределено вдоль линии по синусоиде (рис. 4-42). С течением времени это распределение перемещается от начала линии к нагрузке со скоростью v. Теория показывает, что для двухпроводных линий, расположенных в воздухе, скорость распространения волны

$$v = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}}$$

равна скорости света.

Расстояние, на которое волна переместится за время T одного периода изменения напряжения источника, называется **длиной волны**:

$$\lambda = vT = \frac{v}{f}.$$

За время T источник возвращается к своему первоначальному фазовому состоянию. Поэтому длиной волны является расстояние между двумя точками волны с одинаковой фазой колебания, например расстояние между двумя гребнями (рис. 4-42).

Волновое число может быть выражено через длину волны:

$$\alpha = \frac{\omega}{v} = \frac{2\pi}{vT} = \frac{2\pi}{\lambda}.$$

В падающей волне напряжения, возникающей в линии без потерь, амплитуда колебаний не изменяется вдоль линии, а запаздывание колебаний по фазе

$$\varphi = \alpha x$$

увеличивается пропорционально расстоянию x, пройденному волной. Волновое число α определяет изменение запаздывания колебаний по фазе на единицу длины.

Теория двухпроводной линии показывает, что в падающей волне отношение напряжения $U_{\text{пад}}$ к току $I_{\text{пад}}$ активно, не зависит ни от частоты, ни от координаты и равно:

$$\varrho = \frac{U_{\text{пад}}}{I_{\text{пад}}} = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}}.$$

Эта величина называется **волновым сопротивлением**. Таким образом, ток падающей волны

$$I_{\text{пад}} = \frac{U_m}{\varrho} \cos \omega \left(t - \frac{x}{v}\right) = \frac{U_m}{\varrho} \cos (\omega t - \alpha x).$$

Все указанные соотношения могут быть обнаружены и в отраженной волне с той лишь разницей, что волна движется в противоположном направлении (в направлении $-x$), т. е. увеличение x вызывает не отставание, а опережение колебаний по фазе.

Бегущие и стоячие волны в двухпроводной линии

Если отражения от нагрузки отсутствуют, то в линии возникнет лишь падающая волна. Этот режим линии называют режимом **бегущей волны**. В бегущей волне амплитуда колебаний постоянна, а фаза колебания есть линейная функция расстояния, пройденного волной. Такой режим устанавливается в однородной бесконечно длинной линии, а также в линии конечной длины, в которой отношение $\frac{U}{I} = \varrho$ соблюдается в любой точке линии, в том числе и на ее конце. Последнее оказывается возможным лишь при активной нагрузке, равной волновому сопротивлению,

$$Z_2 = \varrho.$$

Во всех остальных случаях нагрузка линии $Z_2 \neq \varrho$ представляет собой **неоднородность**, которая является причиной появления отраженной волны. При этом энергия, доставляемая линией к нагрузке, полностью не поглощается нагрузкой и остаток энергии возвращается обратно к генератору в виде отраженной волны.

При наличии отраженной волны распределение тока и напряжения вдоль линии существенно изменяется, так как оно является результатом **интерференции** (сложения) падающей и отраженной волн, в результате чего возникает **стоячая волна**.

Чтобы найти выражение для стоячей волны, будем считать, что нагрузка совсем не поглощает энергии и по-

этому амплитуды напряжений падающей и отраженной волн одинаковы:

$$U_{\text{пад}} = U_m \cos(\omega t - \alpha x);$$

$$U_{\text{отр}} = U_m \cos(\omega t + \alpha x).$$

Результирующее напряжение

$$U = U_{\text{пад}} + U_{\text{отр}} = U_m [\cos(\omega t - \alpha x) + \cos(\omega t + \alpha x)] = 2U_m \cos \alpha x \cos \omega t.$$

Это выражение показывает, что в стоячей волне отсутствует линейная зависимость фазы от расстояния, а амплитуда волны

$$2U_m \cos \alpha x$$

зависит от координаты x, изменяясь от наибольшего значения $2U_m$ до нуля. Сечения линии, в которых наблюдаются наибольшие изменения амплитуды, называются **пучностями**, а сечения с наименьшими изменениями амплитуды — **узлами**. Местоположение узлов и пучностей не зависит от времени, т. е. и узлы и пучности неподвижны. В любых других сечениях линии напряжение изменяется во времени по синусоидальному закону, причем амплитуда колебания зависит от положения сечения.

Следовательно, если геометрическим образом бегущей (падающей) волны была синусоида, движущаяся вдоль линии со скоростью v, то геометрическим образом стоячей

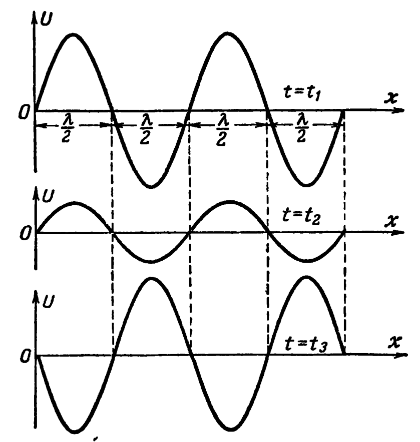


Рис. 4-43. Изменение напряжения в стоячей волне.

волны является неподвижная синусоида, пульсирующая с частотой ω (рис. 4-43). Расстояние между соседними пучностями, так же как и между соседними узлами, равно $\frac{\lambda}{2}$.

К аналогичным выводам можно было бы прийти в отношении стоячей волны тока. При этом можно было бы заметить, что при возникновении в линии режима стоячей волны точкам с пучностями напряжения соответствуют точки узловых значений тока, и наоборот. Это означает, что сопротивление линии, т. е. отношение напряжения к току в определенных сечениях линии, не является постоянной величиной, как в случае режима бегущей волны, а меняется от точки к точке. В точках с пучностями напряжения и узлами тока сопротивление бесконечно велико, а в точках с пучностями тока и узлами напряжения оно равно нулю.

Иначе говоря, если входное сопротивление линии Z_1 в режиме бегущей волны всегда равно волновому сопротивлению линии, то в режиме стоячей волны оно определяется длиной линии и нагрузкой на конце линии (рис. 4-44).

В общем случае, когда линия нагружена на произвольное сопротивление, от конца линии отражается не вся энергия, а лишь часть ее. При этом в линии возникает **смешанный режим**, характеризующийся наложением чисто стоячей волны на чисто бегущую волну.

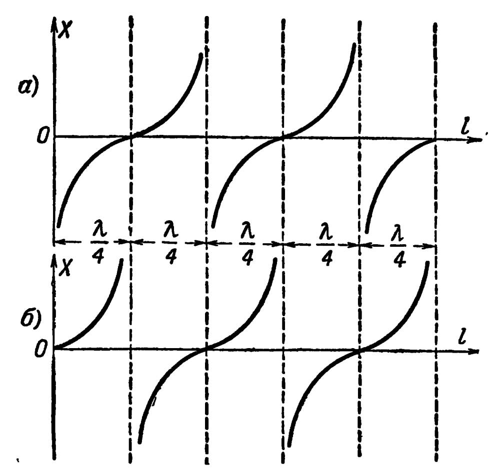


Рис. 4-44. Зависимость входного сопротивления от длины разомкнутой (*а*) и короткозамкнутой на конце (*б*) линии.

В результате напряжение и ток ни в одном сечении линии не обращаются в нуль, но существуют точки с минимальными и максимальными амплитудами тока и напряжения, причем по-прежнему в точке максимального напряжения ток минимален, и наоборот. Расстояние между сечениями с максимальной (или минимальной) амплитудой по-прежнему равно $\frac{\lambda}{2}$. Сопротивление ни в одном сечении линии не обращается в нуль или бесконечность, но принимает очень большие значения в точках максимума напряжения и очень малые значения в точках максимума тока.

По отношению минимальной амплитуды напряжения (или тока) к максимальной судят о степени поглощения энергии нагрузкой. Это отношение называют **коэффициентом бегущей волны**. При нагрузке, равной волновому сопротивлению , т. е. при так называемой **согласованной нагрузке**, этот коэффициент равен единице. При непоглощающей нагрузке (короткое замыкание, разомкнутая нагрузка или чисто реактивная нагрузка) этот коэффициент равен нулю. Отсутствие согласования, т. е. наличие стоячих волн в линии, ведет к излишним затратам энергии. Поэтому на практике всегда стремятся устранить отражения полностью, а если это невозможно, то одни отражения стремятся скомпенсировать другими, чтобы в результате в линии осталась только чисто бегущая волна.

Линии с потерями

В реальных линиях всегда имеются потери электрической энергии, связанные, например, с нагреванием проводников и диэлектриков, составляющих линию, с излучением и т. д. Если эти потери не слишком велики, то все вышесказанное о скорости распространения, длине волны и волновом сопротивлении остается приближенно спра-

ведливым. Существенным отличием линии с потерями является уменьшение амплитуды тока и напряжения при движении волны вдоль линии из-за потребления энергии волны в самой линии. Это уменьшение амплитуды с расстоянием x обычно называют з а т у х а н и е м и учитывают множителем $e^{-\beta x}$, где β — к о э ф ф и ц и е н т з а т у х а н и я л и н и и, показывающий степень изменения амплитуды колебаний на каждую единицу длины линии. В результате для реальной линии выражение для бегущей волны напряжения принимает вид:

$$U = U_m e^{-\beta x} \cos(\omega t - \alpha x).$$

Коэффициент затухания линии выражают в неперах на метр согласно определению:

$$\beta = \ln \frac{U_{m1}}{U_{m2}},$$

где U_{m1} и U_{m2} — амплитуды в сечениях линии x и $x+1$. Этот же коэффициент можно выразить в децибелах на метр, если учесть, что 1 *неп* = 8,68 *дб*.

Коэффициент затухания линии прямо пропорционален погонному активному сопротивлению линии и обратно пропорционален ее волновому сопротивлению:

$$\beta = \frac{R_1}{2\varrho} = \frac{R_1}{2}\sqrt{\frac{C_1}{L_1}}.$$

Особенности распространения волн внутри прямоугольных волноводов

В о л н о в о д а м и называются металлические трубы, предназначенные для передачи радиоволн. Они применяются для соединения передатчика или приемника с антенной или для других высокочастотных соединений на волнах короче 2—3 *дм*.

На этих волнах двухпроводная линия применяться не может, так как при большом (по сравнению с длиной волны) расстоянии между проводами возникают потери, связанные с излучением электромагнитных волн в окружающее

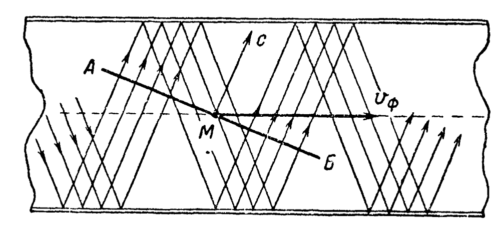


Рис. 4-45. Движение волн путем отражения от стенок волновода.

пространство, а уменьшение расстояния между проводами грозит опасностью пробоя при передаче по линии большой мощности. В волноводе электромагнитное поле заключено внутри металлической трубы, и поэтому потери на излучение отсутствуют. В отличие от коаксиального фидера, внутренний провод и поддерживающие его детали из диэлектрика в волноводе отсутствуют. Поэтому волновод характеризуется меньшей опасностью пробоя, а также меньшими потерями в металлических стенках и диэлектрике.

Электромагнитные волны распространяются в волноводе в результате последовательных отражений от его стенок (рис. 4-45). Интерференция многочисленных волн, отраженных от стенок, приводит к достаточно сложной структуре результирующего поля в волноводе. Однако ясно, что для передачи энергии электромагнитных волн вдоль полновода в направлении его оси должна устанавливаться бегущая волна, а в поперечных направлениях — стоячие волны с узлами и пучностями напряженности поля.

Не всякие типы электромагнитных волн могут проходить через волноводы. Представим себе, например, наиболее простую и широко распространенную п о п е р е ч н у ю э л е к т р о м а г н и т н у ю в о л н у, обозначаемую символом *TEM*. В этой волне силовые линии

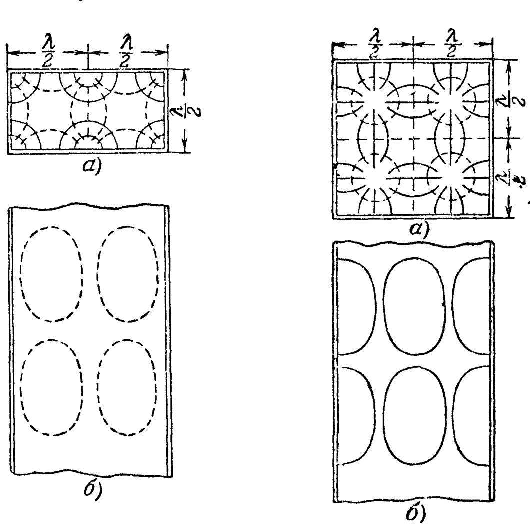


Рис. 4-46. Волна TE_{21} в поперечном (*а*) и продольном (*б*) сечениях прямоугольного волновода.

Рис. 4-47. Волна TM_{22} в поперечном (*а*) и продольном (*б*) сечениях прямоугольного волновода.

напряженности электрического и магнитного полей полностью лежат в плоскости, перпендикулярной к направлению распространения волны, т. е. электрическое и магнитное поля не имеют продольной составляющей. Такую структуру имеет поле на большом расстоянии от антенны, а также поле двухпроводной линии. В волноводе поперечная электромагнитная волна *TEM* распространяться не может, так как электрические и магнитные силовые линии не могут одновременно находиться в плоскости поперечного сечения волновода и охватывать друг друга. Поэтому в волноводе возможно возбуждение лишь таких типов волн, в которых одно из полей — электрическое или магнитное — имеет продольную составляющую.

Волны, возбуждаемые в волноводе, могут быть объединены в две большие группы:

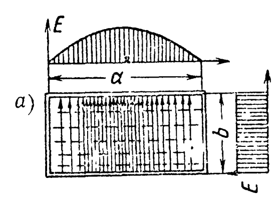
1) П о п е р е ч н о - э л е к т р и ч е с к и е в о л н ы, у которых вектор $\bar{E}$ расположен только в поперечной плоскости волновода, а вектор $\bar{E}$ наряду с поперечной составляющей имеет и продольную составляющую. Эти волны называются *TE*-в о л н а м и (или *H*-в о л н а м и).

2) П о п е р е ч н о - м а г н и т н ы е в о л н ы, у которых вектор $\bar{H}$ расположен только в поперечной плоскости, а вектор *E*, кроме поперечной, имеет еще и продольную составляющую. Эти волны называются *TH*-в о л н а м и (или *E*-в о л н а м и).

Представление о структуре поля этих типов волн в прямоугольном волноводе дают рис 4-46 и 4-47, на которых силовые линии электрического поля изображены сплошными линиями, а магнитного поля — пунктиром. В поперечном сечении волновода поле состоит из отдельных

типичных для данной группы волн ячеек размером $\frac{\lambda}{2} \times \frac{\lambda}{2}$. Один тип волны отличается от другого по числу ячеек стоячей волны, укладывающихся вдоль широкой и узкой стенки волновода. Эти два числа указываются в названии типа волн в виде индексов (TE_{mn}; TH_{mn}), которые определяют число полуволн, укладывающихся вдоль широкой (m) и узкой (n) стенок волновода.

Возникновение в волноводе того или иного типа волны зависит от формы и размеров поперечного сечения волновода, рабочей длины волны и способа возбуждения волн в волноводе. При этом возникновение сложных (высших) типов волн (с большим количеством ячеек) крайне нежелательно, так как эти волны отличаются большими потерями энергии в стенках волновода и требуют значительных размеров волновода по сравнению с длиной волны.



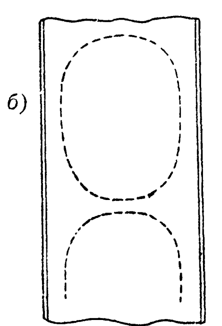


Рис. 4-48. Волна TE_{10} в поперечном (*а*) и продольном (*б*) сечениях прямоугольного волновода.

Самую простую структуру поля в прямоугольном волноводе имеет волна TE_{10} (рис. 4-48). Этот низший тип волны считают основным и используют в подавляющем большинстве случаев. Все остальные типы волн называют высшими.

В волне TE_{10} электрические силовые линии лежат в плоскости поперечного сечения волновода и параллельны узкой его стенке. Вдоль широкой стенки укладывается одна полуволна, причем напряженность электрического поля около узких стенок равна нулю, а посредине максимальна. Магнитные силовые линии лежат в продольных плоскостях, параллельных широкой стенки волновода. Напряженность магнитного поля имеет как поперечную, так и продольную составляющие. Поперечная составляющая магнитного поля меняется так же, как и напряженность электрического поля (т. е равна нулю около узких стенок и максимальна посредине), а продольная составляющая, наоборот, имеет максимальное значение около узких стенок и равна нулю посредине. Вдоль узких стенок ни магнитное, ни электрическое поля не меняются. Вдоль оси волновода существует распределение, соответствующее бегущей волне. Это означает, что картина силовых линий на рис. 4-48,*б* (а также 4-46, *б* и 4-47,*б*) изображена для какого-то момента времени. В следующий момент времени эта картина переместится вдоль оси волновода; за половину периода она переместится на расстояние, равное половине длины волны в волноводе, и т. д.

Длина волны в волноводе не равна, а всегда больше длины волны в свободном пространстве. Это объясняется тем, что электромагнитные волны распространяются внутри волновода в результате последовательного отражения от его стенок. Выделим поверхность равных фаз (фазовый фронт) волны, движущейся под некоторым углом к стенке волновода (на рис. 4-45 след этой поверхности обозначен отрезком *АБ*). Если скорость движения этой волны равна скорости света, то скорость перемещения одного и того же фазового состояния вдоль оси волновода (точка *М*) больше, чем скорость света. Поэтому результирующая фазовая скорость распространения радиоволн в волноводе больше скорости света. Например, для волны TE_{10}

$$v_{ф} = \frac{c}{\sqrt{1-\left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}},$$

где a — размер широкой стенки волновода; $c = 3 \cdot 10^8$ *м/сек* — скорость света.

Соответственно этому длина волны в волноводе $\lambda_в$ больше, чем длина волны λ в свободном пространстве,

$$\lambda_в = \frac{\lambda}{\sqrt{1-\left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}}.$$

Важной особенностью волноводов является то, что длина распространяющейся волны λ не может быть больше некоторой критической длины волны $\lambda_{кр}$, так как при $\lambda \geqslant \lambda_{кр}$ создаются такие условия отражения волн внутри волновода, при которых они колеблются между боковыми стенками, но не двигаются вдоль оси волновода.

Для волны TE_{10} в прямоугольном волноводе

$$\lambda_{кр} = 2a.$$

Для работы на основном типе волны рабочая волна должна быть меньше критической волны основного типа, но больше критической длины волны ближайшего высшего типа. Это определяет выбор размеров поперечного сечения волновода. Например, для прямоугольного волновода

$$\frac{\lambda}{2} < a < \lambda;$$

$$b < \frac{\lambda}{2}.$$

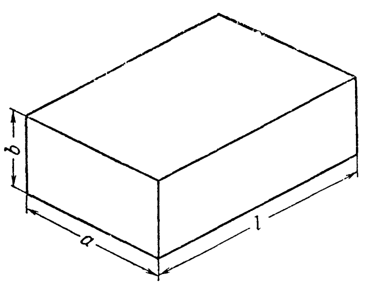
Обычно размер широкой стенки волновода выбирают примерно $0{,}7\lambda$. Размер узкой стенки определяет пробивную прочность и потери в стенках волновода. Обычно его выбирают равным $(0{,}4 \div 0{,}5)\ a$.

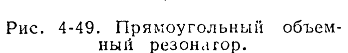
Объемные резонаторы

Уменьшение емкости и индуктивности элементов колебательного контура с целью увеличения его резонансной частоты ограничено конструктивными возможностями В дециметровом и сантиметровом диапазонах радиоволн создание колебательных контуров с сосредоточенными емкостью и индуктивностью становится практически невозможным. Вместо них применяются колебательные контуры с распределенными параметрами, которые называются объемными резонаторами. В качестве объемных резонаторов используются, например, отрезки прямоугольных или круглых волноводов, имеющие длину, равную целому числу полуволн в волноводе и замкнутые с обоих концов металлическими стенками (рис. 4-49 и 4-50). Применяются и иные формы резонаторов.

Типы волн, возбуждаемые в объемных резонаторах, обозначаются так же, как в случае волноводов, но добавляется третий индекс p (TE_{mnp} или H_{mnp}), указывающий количество полуволн поля, укладывающихся по длине резонатора l. В прямоугольных объемных резонаторах наиболее часто используют волну типа TE_{101}.

Для характеристики объемного резонатора обычно используют значения резонансной частоты f_0 (или λ_0) и добротности Q.





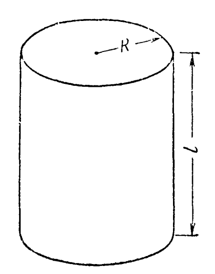


Рис. 4-49. Прямоугольный объемный резонатор.

Рис. 4-50. Цилиндрический объемный резонатор.

Резонансная длина волны определяется размерами резонаторов и типом волны. Например, для прямоугольных резонаторов

$$\lambda_0 = \frac{2}{\sqrt{\frac{m^2}{a^2} + \frac{n^2}{b^2} + \frac{p^2}{l^2}}}.$$

Для настройки резонаторов на нужную частоту одну из его стенок выполняют в виде передвижного поршня.

Объемные резонаторы обладают такими же достоинствами, как и волноводы. Отсутствие потерь на излучение и незначительность потерь в металлических стенках приводят к весьма большим значениям добротности (десятки и сотни тысяч).

Объемные резонаторы широко применяются в современных генераторных и усилительных лампах. В маячковых триодах, клистронах и магнетронах они являются неотъемлемыми частями конструкции лампы. Объемные резонаторы находят применение в измерительной технике (например, для создания волномеров), а также в устройствах для стабилизации частоты генераторов.

4-4. ВОЗДЕЙСТВИЕ СИГНАЛА НА НЕЛИНЕЙНЫЕ РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ ЦЕПИ

Нелинейные цепи

Нелинейными радиотехническими цепями называются цепи, которые, помимо э. д. с. и линейных сопротивлений, содержат нелинейные элементы (нелинейные сопротивления). К нелинейным элементам цепей относят электронные, ионные, а также полупроводниковые приборы, параметры которых не являются постоянной величиной, а зависят от величины протекающих через эти приборы токов или величины действующих на них напряжений.

Свойства нелинейного сопротивления выражаются его вольт-амперной характеристикой, которая представляет собой зависимость тока, протекающего через нелинейное сопротивление, от напряжения, приложенного к нему.

$$I = f(U).$$

Между током и напряжением в нелинейном элементе нет прямой пропорциональности. Вольт-амперные характеристики нелинейных элементов либо обладают кривизной, либо являются ломаными.

На рис. 4-51 представлена типичная вольт-амперная характеристика и показано построение, с помощью которого можно по известному напряжению $U(t)$ на концах нелинейного сопротивления найти ток $I(t)$, протекающий через это сопротивление. Точка M называется рабочей точкой. Она определяется постоянной составляющей напряжения U_0, приложенного к нелинейному сопротивлению, и током I_0, текущим по нелинейному сопротивлению под действием этого постоянного напряжения. Если постоянное напряжение батареи $U_б$ действует на последовательное соединение нелинейного сопротивления и линейного сопротивления R, то для нахождения рабочей

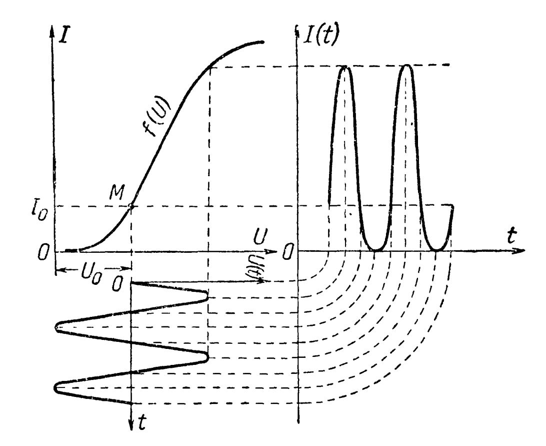


Рис. 4-51. Нахождение тока в цепи нелинейного сопротивления.

точки нужно уменьшить $U_б$ на величину падения напряжения на линейном сопротивлении IR. Для этого из точки $U_б$ на оси абсцисс нужно провести прямую под углом $\alpha = \operatorname{arc} \operatorname{tg} R$ к вертикали. Искомая рабочая точка является точкой пересечения этой прямой с вольт-амперной характеристикой (рис. 4-52).

Выбор рабочей точки обусловливает тот или иной режим работы нелинейной цепи.

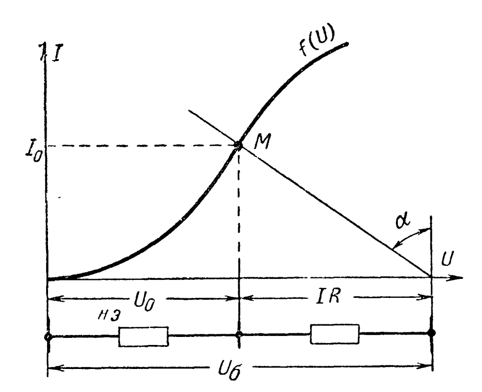


Рис. 4-52. Нахождение рабочей точки на вольт-амперной характеристике.

Принцип наложения для нелинейных элементов неприменим. Пусть, например, к нелинейному сопротивлению с квадратичной вольт-амперной характеристикой

$$I = aU^2$$

приложены два напряжения:

$$U = U_1 + U_2.$$

В нелинейном сопротивлении возникает ток

$$I = \alpha (U_1 + U_2)^2 = \alpha U_1^2 + 2\alpha U_1 U_2 + \alpha U_2^2,$$

в то время как по принципу наложения мы должны были получить:

$$I_1 = \alpha U_1^2, \; I_2 = \alpha U_1^2$$

и

$$I = I_1 + I_2 = \alpha U_1^2 + \alpha U_2^2.$$

При воздействии на нелинейную цепь внешней э. д. с. в цепи возникают токи, имеющие новые частоты, не содержащиеся в составе внешней э. д. с. Это видно, например, из рис. 4-51, согласно которому синусоидальное напряжение, приложенное к нелинейному сопротивлению, вызывает в нем несинусоидальный ток, т. е. приводит к появлению новых частот, которых не было в составе приложенного напряжения.

Таким образом, спектр отклика нелинейной цепи богаче частотными составляющими, чем спектр воздействия. Это обстоятельство широко используют в радиотехнике для преобразования спектра сигнала.

Необходимо отметить, что появление в спектре отклика новых частот, не содержащихся в спектре воздействия, происходит не только в нелинейных цепях, но также и в линейных цепях с изменяющимися во времени параметрами. В отличие от нелинейных процессов явления в цепях с изменяющимися параметрами называются параметрическими явлениями. Простейшим примером подобных явлений является работа угольного микрофона, в котором изменение сопротивления, обусловленное колебаниями мембраны, приводит к изменению тока в цепи, питаемой от источника постоянной э д. с., и, следовательно, к появлению в цепи микрофона токов звуковой частоты, не содержащихся в составе приложенной э. д. с.

Ниже дается краткий обзор основных радиотехнических процессов (генерация, модуляция, детектирование, преобразование частоты и др.), которые сопровождаются преобразованием частотного спектра сигнала в нелинейных цепях и в цепях с изменяющимися параметрами.

Стабилизация тока

Для уменьшения колебаний тока в цепи в условиях изменяющегося напряжения сети, в цепь последовательно

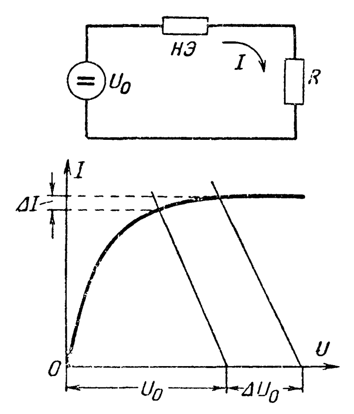


Рис. 4-53. Стабилизация тока.

с нагрузкой включают нелинейное сопротивление, величина которого возрастает при увеличении напряжения питания. Это означает, что наклон вольт-амперной характеристики должен уменьшаться по мере роста напряжения (рис. 4-53). Тогда значительным колебаниям непряжения ΔU_0 будут соответствовать небольшие колебания тока в цепи ΔI.

В качестве стабилизаторов тока используются диод, работающий в режиме насыщения, и бареттер, представляющий собой наполненный водородом баллон с железной нитью, сопротивление которой увеличивается по мере роста тока и связанного с этим увеличения температуры.

Стабилизация напряжения

Иногда требуется уменьшение колебаний напряжения на нагрузке при резких скачках тока или сопротивления нагрузки. В этом случае последовательно с нагрузкой

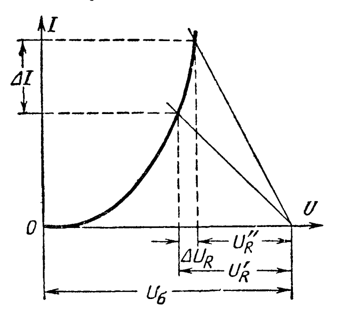


Рис. 4-54. Стабилизация напряжения.

включают нелинейное сопротивление, величина которого уменьшается при увеличении тока в цепи. Это означает, что наклон вольт-амперной характеристики должен возрастать по мере роста тока (рис. 4-54). Тогда значительным колебаниям тока ΔI будут соответствовать небольшие колебания напряжения на нагрузке ΔU_R.

Для стабилизации напряжения применяются газоразрядные лампы или электронные схемы стабилизации.

Умножение частоты

При умножении частоты электронную лампу ставят в такой режим, чтобы синусоидальное воздействие на вход схемы вызывало богатый гармониками отклик на ее выходе. Гармоника желаемой кратности (-2-я, 3-я и т. д) может быть выделена фильтром, включенным на выходе.

Выпрямление

Целью выпрямления является получение постоянного тока из переменного. Простейшая схема однополупериодного выпрямителя (рис. 4-55) содержит нелинейный элемент, обладающий значительной проводимостью при протекании тока в одном направлении и почти нулевой проводимостью при протекании тока в другом направлении. Вольт-амперная характеристика такого выпрямителя может быть представлена ломаной линией. Рабочая точка выбирается в месте излома (рис. 4-55). Синусоидальное напряжение U, действующее в такой цепи, вызовет импульсы тока, протекающие лишь во время положительных полупериодов напряжения. Спектр выпрямленного тока содержит постоянную составляющую, первую гармонику и все четные гармоники. Все гармоники могут быть устранены с помощью фильтра нижних частот (см. стр. 59).

Чаще применяют двухполупериодный выпрямитель, в котором два нелинейных элемента действуют на одну

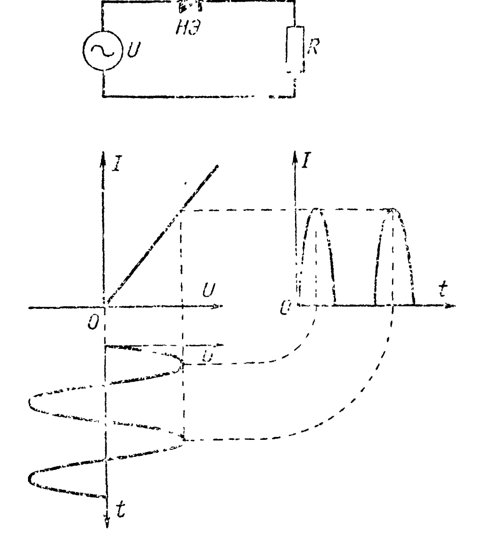


Рис. 4-55. Однополупериодное выпрямление

нагрузку и работают как бы по очереди, пропуская за каждый полупериод ток в одном направлении (рис. 4-56).

Спектр выпрямленного тока содержит постоянную составляющую и все четные гармоники, устраняемые фильтром нижних частот. Поскольку при двухполупериодном

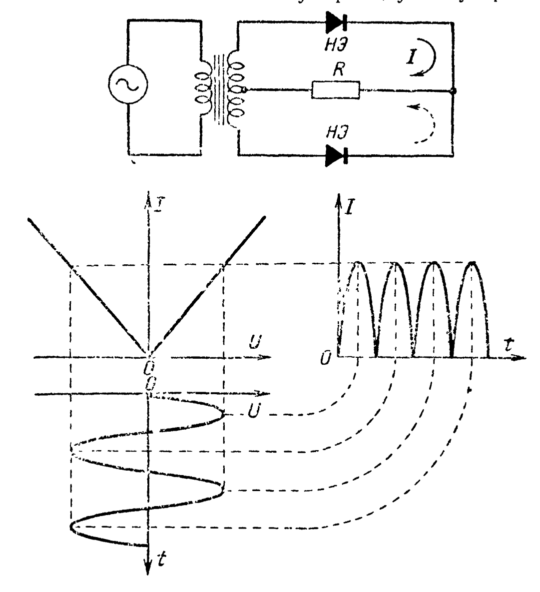


Рис. 4-56 Двухполупериодное выпрямление.

выпрямлении первая гармоника отсутствует в спектре пульсаций, то частота среза фильтра

$$\omega_c = \frac{2}{\sqrt{LC}}$$

может быть взята вдвое большей по сравнению с однополупериодным выпрямителем, а емкости и индуктивности фильтра — вдвое меньшими.

Другим достоинством двухполупериодного выпрямителя по сравнению с однополупериодным является вдвое большая величина постоянной составляющей выпрямленного тока.

Детектирование

Осуществляемый передающим устройством процесс модуляции (см. стр. 38) заключается в переносе спектра сигнала, содержащего информацию, в область высоких частот. Основной задачей приемного устройства является обратное преобразование, целью которого служит получение модулирующих частот из принятых высокочастотных модулированных колебаний Это преобразование, называемое детектированием, происходит при воздействии модулированных колебаний на специальный нелинейный элемент приемника — детектор.

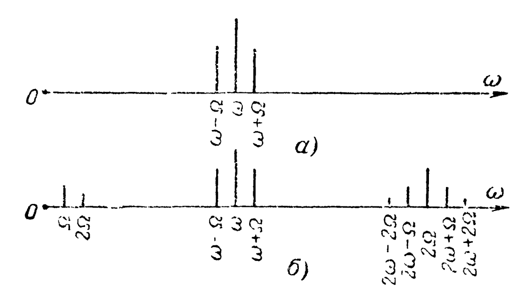


Рис. 4-57. Спектр амплитудно-модулированных колебаний (*а*) и спектр тока в цепи квадратичного детектора (*б*).

Рассмотрим сначала работу квадратичного детектора АМ колебаний, вольт-амперная характеристика которого может быть представлена полиномом второй степени,

$$I = I_0 + \alpha U + \beta U^2.$$

Пусть на такой детектор воздействует высокочастотное напряжение, модулированное одной частотой Ω,

$$U = U_0(1 + m\sin\Omega t)\sin\omega t =$$

$$= U_0\sin\omega t + \frac{1}{2}mU_0\cos(\omega+\Omega)t + \frac{1}{2}mU_0\cos(\omega-\Omega)t.$$

После подстановки и несложных тригонометрических преобразований получим:

$$I = I_0 + \alpha\left[U_0\sin\omega t + \frac{mU_0}{2}\cos(\omega+\Omega)t + \right.$$

$$\left. + \frac{mU_0}{2}\cos(\omega-\Omega)t\right] + \beta\left\{\frac{U_0^2}{2}(1-\cos 2\omega t) - \right.$$

$$-\frac{m^2U_0^2}{4}(\cos 2\omega t + \cos 2\Omega t) +$$

$$+\frac{m^2U_0^2}{8}[2 + \cos 2(\omega+\Omega)t + \cos 2(\omega-\Omega)t] +$$

$$\left. + \frac{mU_0^2}{2}[\sin(2\omega+\Omega)t - \sin(2\omega-\Omega)t + 2\sin\Omega t]\right\}.$$

Спектр тока в цепи квадратичного детектора представлен на рис. 4-57. Кроме высокочастотных составляющих, имеющихся в составе модулированных колебаний, в токе

детектора появляются составляющие низких частот Ω и 2Ω:

$$\beta m U_0^2 \sin \Omega t \text{ и } \beta \frac{m^2 U_0^2}{4} \cos 2\Omega t.$$

Высокочастотные составляющие могут быть отфильтрованы фильтром нижних частот, так как после детектора они не представляют уже никакого интереса.

Что касается низкочастотных составляющих, то составляющая частоты Ω определяет полезный эффект работы детектора. Присутствие же удвоенной частоты 2Ω свидетельствует о наличии **нелинейных искажений**.

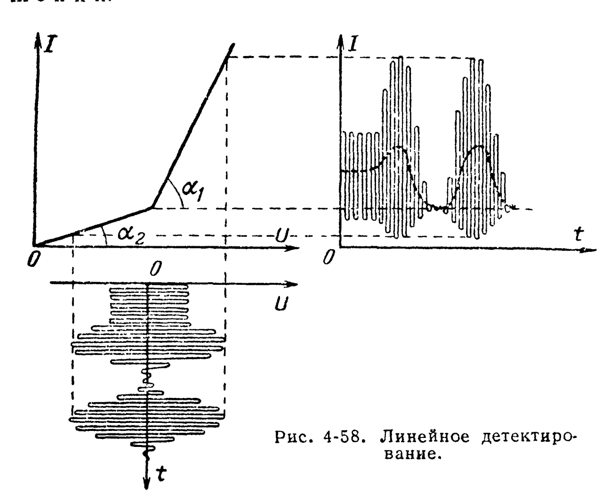


Рис. 4-58. Линейное детектирование.

Еще более серьезные нелинейные искажения получаются в результате образования комбинационных частот при квадратичном детектировании высокочастотных колебаний, модулированных двумя или большим числом частот. Например, при детектировании колебания, модулированного двумя частотами

$$U = U_0(1 + m_1 \sin \Omega_1 t + m_2 \sin \Omega_2 t) \sin \omega t,$$

ток в цепи детектора, помимо высокочастотных составляющих, включает в себя составляющие модулирующих частот Ω_1 и Ω_2, их вторые гармоники $2\Omega_1$ и $2\Omega_2$, а также составляющие комбинационных частот $\Omega_2 + \Omega_1$ и $\Omega_2 - \Omega_1$ с амплитудами, превышающими амплитуды вторых гармоник модулирующих частот.

Из-за больших нелинейных искажений квадратичный детектор считается непригодным для детектирования АМ колебаний. В современных приемниках применяется так называемое **линейное детектирование**, имеющее место при характеристике детектора в виде ломаной линии (название этого типа детектирования имеет в виду не характеристику процесса, который остается нелинейным процессом, а форму вольт-амперной характеристики). Вольт-амперную характеристику детектора можно считать ломаной линией лишь при больших амплитудах подводимого сигнала. Эффект детектирования получается в результате нарушения детектором симметрии колебаний и усреднения полученных импульсов тока. Поэтому низкочастотную составляющую тока в цепи детектора можно определить, отыскивая средние арифметические значения амплитуд тока в положительные и отрицательные полупериоды высокочастотного модулированного напряжения (рис. 4-58)

$$U = U_0(1 + m \sin \Omega t) \sin \omega t$$

Уравнение огибающей амплитуд тока в положительные полупериоды:

$$I_+ = I_0 + S_1 U_0 (1 + m \sin \Omega t).$$

Уравнение огибающей амплитуд тока в отрицательные полупериоды:

$$I_- = I_0 - S_2 U_0 (1 + m \sin \Omega t),$$

где $S_1 = \operatorname{tg} \alpha_1$; $S_2 = \operatorname{tg} \alpha_2$ — крутизна соответствующего участка характеристики.

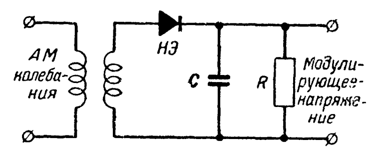


Рис. 4-59. Схема амплитудного детектора с простейшим фильтром.

Среднее значение огибающих тока

$$I_\Omega = \frac{I_+ + I_-}{2} = I_0 + \frac{(S_1 - S_2) U_0}{2} + \frac{(S_1 - S_2) m U_0}{2} \sin \Omega t,$$

т. е. низкочастотная составляющая тока в цепи линейного детектора не содержит гармоник модулирующей частоты (а при нескольких модулирующих частотах не содержит и комбинационных частот). Следовательно, при линейном детектировании огибающая тока в цепи детектора линейно зависит от огибающей модулированного напряжения высокой частоты; нелинейные искажения в линейном детекторе отсутствуют.

Высокочастотные составляющие, получающиеся при любом виде детектирования, могут быть отфильтрованы простейшим фильтром, состоящим из конденсатора C и сопротивления R (рис. 4-59). Для устранения напряже-

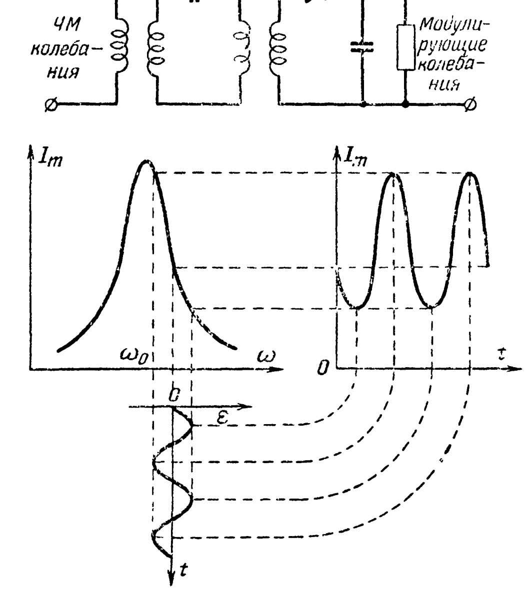


Рис. 4-60. Детектирование ЧМ колебаний.

ния высокой частоты ω и сохранения напряжения модулирующей частоты на сопротивлении R необходимо, чтобы это сопротивление было много больше емкостного сопротивления при высокой частоте и много меньше емкостного сопротивления при модулирующей частоте:

$$\frac{1}{\omega C} \ll R \ll \frac{1}{\Omega C}.$$

Детектирование ЧМ и ЧИМ колебаний заключается в преобразовании этих колебаний в АМ колебание, которое после этого детектируется вышеописанным способом. Преобразование ЧМ и ЧИМ колебаний в АМ колебание осуществляется частотным детектором (дискриминатором) Простейшим частотным детектором может служить контур, расстроенный относительно несущей частоты. Из рис. 4-60 видно, что при изменении частоты ω меняется амплитуда тока высокой частоты в контуре, т. е. возникают АМ колебания, которые затем детектируются и отфильтровываются обычным способом.

Детектирование АИМ и ДИМ колебаний ничем не отличается от детектирования АМ колебаний.

При детектировании ФИМ колебаний их сначала преобразуют в АИМ и ДИМ колебания, а затем детектируют с помощью обычного амплитудного детектора.

Преобразование частоты

Преобразованием частоты называется всякое смещение спектра сигнала по шкале частот в сторону более высоких или более низких частот без искажения спектра. В широком смысле слова преобразование частоты происходит при любом процессе, сопровождающемся появлением новых частотных составляющих (модуляция, детек-

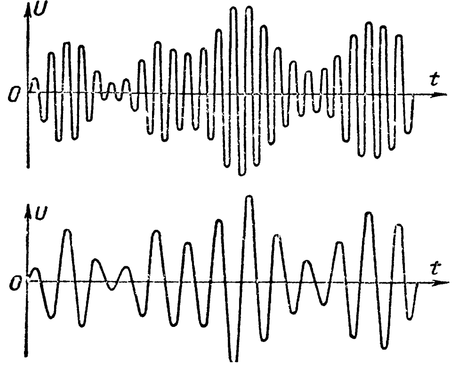


Рис. 4-61. Преобразование частоты с сохранением вида модуляции.

тирование, умножение частоты и т. д.). Однако в теории радиоприема под преобразованием частоты понимают преобразование модулированного колебания одной высокой частоты в колебание другой высокой частоты с сохранением вида модуляции (рис. 4-61).

Для преобразования частоты принятый сигнал умножается на синусоидальное колебание с частотой $\omega_г$, получаемое от отдельного генератора — гетеродина. При перемножении каждая составляющая (ω) спектра сигнала дает два колебания — суммарной $(\omega_г + \omega)$ и разностной $(\omega_г - \omega)$ частоты, так как

$$U_г \sin \omega_г t U_0 \sin \omega t = \frac{U_г U_0}{2} \times$$
$$\times [\cos(\omega_г - \omega)t - \cos(\omega_г + \omega)t].$$

Таким образом, в результате перемножения напряжения сигнала (рис. 4-62, *а*) и напряжения гетеродина (рис 4-62, *б*) получаются два модуляционных спектра с несущими частотами $\omega_0 - \omega_г$ и $\omega_0 + \omega_г$ (рис. 4-62, *в*). Обычно используется модуляционный спектр с разностной несущей частотой $\omega_{пр} = \omega_0 - \omega_г$, называемой промежуточной частотой. Для выделения этой частоты в цепь тока преобразователя частоты включают фильтр промежуточной частоты (его характеристика изображена на рис. 4-62, *г*). Спектр сигнала на выходе этого фильтра оказывается сдвинутым в область более низких частот (рис. 4-62, *д*).

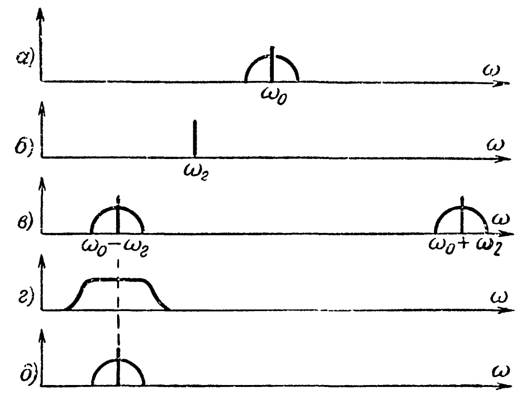


Рис. 4-62. Преобразование частоты.

Требуемое для преобразования частоты перемножение напряжений осуществляется обычно с помощью многосеточной электронной лампы с двойным управлением. Напряжение сигнала $U(\omega)$ поступает на одну сетку лампы. Напряжение гетеродина $U_г(\omega_г)$ подается на другую сетку и периодически изменяет крутизну лампы. В результате коэффициент усиления преобразователя меняется с частотой гетеродина, а напряжение на выходе.

$$U_{пр} = K_{пр} U(\omega) \equiv U_г(\omega_г)\, U(\omega)$$

пропорционально произведению напряжений сигнала и гетеродина.

Если менять частоту гетеродина так, чтобы разность частот гетеродина и сигнала оставалась постоянной, можно воспользоваться одним и тем же фильтром промежуточной частоты для приема сигнала любой радиостанции. На этом основан принцип действия супергетеродинного приемника (см. стр. 160).

Если гетеродин настроен точно на несущую частоту сигнала, то промежуточная частота становится равной нулю и модуляционный спектр сигнала смещается в область низких частот. В результате такого преобразования восстанавливаются модулирующие частоты и поэтому оно называется синхронным детектированием.

4-5. ГЕНЕРИРОВАНИЕ КОЛЕБАНИЙ

Схема генератора колебаний

Генератором радиотехнических колебаний называется устройство, в котором колебательный процесс возникает и поддерживается без внешнего периодического воздействия. Такого рода самостоятельно возникающие колебания носят название автоколебаний. Частота, амплитуда и форма установившихся автоколебаний определяются только свойствами самой автоколебательной системы.

Поддержание автоколебаний требует затраты определенной энергии, поэтому в состав генератора колебаний должен входить **источник энергии**. По сути дела генератор колебаний является преобразователем энергии источника постоянного напряжения в энергию автоколебаний.

Для выдерживания необходимой частоты автоколебаний в генераторе часто используется **колебательный контур**, так как частота собственных колебаний контура определяется только его параметрами:

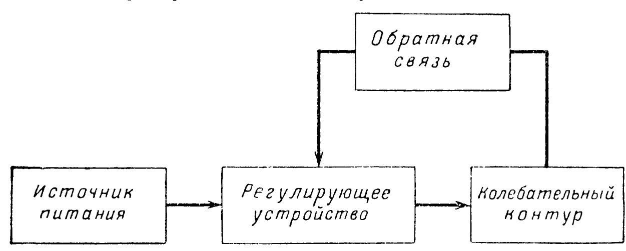


Рис. 4-63. Основные элементы генератора колебаний.

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}.$$

Но сам по себе колебательный контур не может служить генератором колебаний, так как собственные колебания контура затухают вследствие потерь энергии в активном сопротивлении контура. Поддержание незатухающих колебаний требует полной компенсации всех потерь, имеющихся в генераторе.

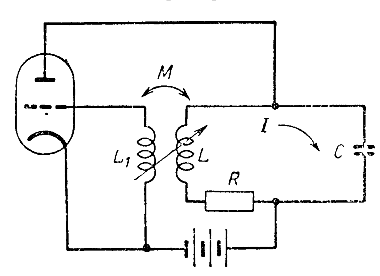


Рис. 4-64. Ламповый генератор с индуктивной обратной связью и контуром в цепи анода.

Энергия, необходимая для компенсации потерь, должна доставляться от источника питания отдельными порциями в такт с колебаниями, возникшими в контуре. Для этого в состав генератора должно входить **регулирующее устройство**, управляемое со стороны контура по цепи **обратной связи** (рис. 4-63).

Перечисленные основные элементы генератора колебаний в явном или неявном виде можно отыскать в любой практической схеме.

В схеме лампового генератора с индуктивной обратной связью и контуром в цепи анода (рис. 4-64) потери энергии в контуре компенсируются за счет импульсов анодного тока. Поступление энергии от анодной батареи в контур зависит от напряжения на сетке лампы, т. е. сетка выполняет функции регулирующего устройства. В свою очередь напряжение на сетке определяется колебаниями в контуре. Обратная связь осуществляется через катушку L_1 в цепи сетки, которая индуктивно связана с катушкой контура.

При индуктивной обратной связи колебательный контур лампового генератора может располагаться не только в анодной, но и в сеточной цепи (рис. 4-65). Принцип работы этой схемы не отличается от предыдущего случая: восполнение потерь в контуре осуществляется импульсами анодного тока, а сетка лампы регулирует эти импульсы и в свою очередь управляется контуром.

Не имеет принципиальных отличий и схема с автотрансформаторной связью (рис. 4-66). Своеобразием этой схемы является лишь включение сложного параллельного контура (см. стр. 54) в анодную цепь и автотрансформаторная обратная связь (напряжение в цепь сетки подается с части контурной катушки). Конденсатор и сопротивление в цепи сетки к автоколебательному процессу отношения не имеют, хотя и являются необходимыми элементами схемы: конденсатор служит для предотвращения попадания на сетку высокого напряжения анодной батареи, а сопротивление обеспечивает путь для постоянной составляющей сеточного тока (без этого сопротивления на сетке скопились бы отрицательные заряды, лампа заперлась и колебания были бы сорваны).

Обратная связь в ламповом генераторе может быть не только индуктивной, но и емкостной. Например, напряжение обратной связи может быть подано с анодного контура на сетку с помощью потенциометра, состоящего

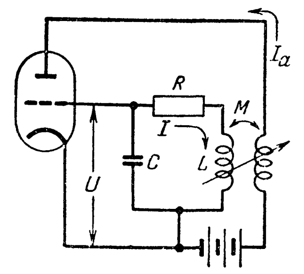


Рис. 4-65. Ламповый генератор с индуктивной обратной связью и контуром в цепи сетки.

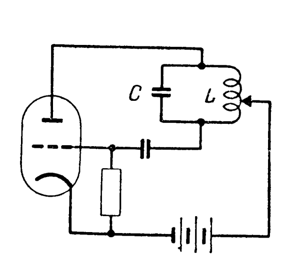


Рис. 4-66. Ламповый генератор с автотрансформаторной обратной связью (трехточечная схема).

из емкости C_1 и индуктивности L_1 (рис. 4-67). При этом часто специального конденсатора не требуется; достаточной оказывается междуэлектродная емкость анод — сетка $C_{а.\,с}$ (рис. 4-68).

В схему генератора могут быть включены не один, а два контура. Например, катушка L_1 может быть заменена реактивностью, создаваемой колебательным контуром. Эта замена не меняет принципа действия лампового генератора. Но в двухконтурном генераторе представляется

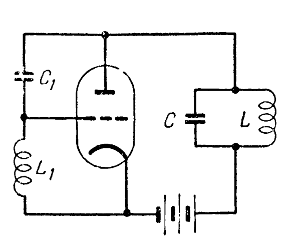


Рис. 4-67. Ламповый генератор с емкостной обратной связью.

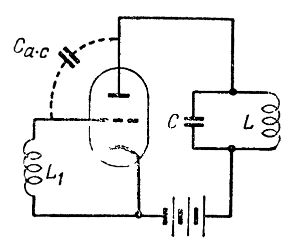


Рис. 4-68. Ламповый генератор с обратной связью за счет междуэлектродной емкости сетка — анод.

возможным производить перестройку частоты изменением параметров одного контура, а для подбора оптимальной величины обратной связи и режима генератора изменять параметры другого контура. Применяются три варианта

схем двухконтурных ламповых генераторов: а) схема с общим катодом; б) схема с общей сеткой, в) схема с общим анодом (рис. 4-69).

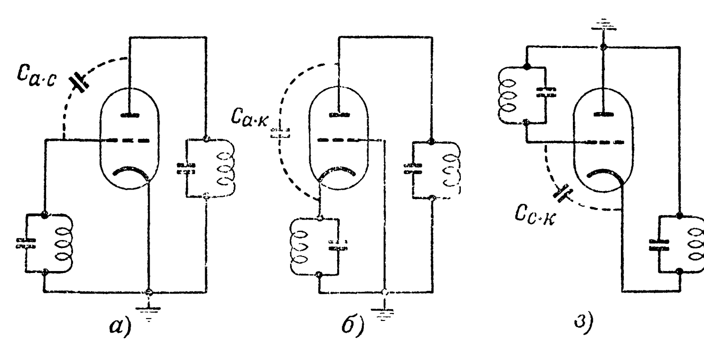


Рис. 4-69. Двухконтурные ламповые генераторы.

Условие самовозбуждения генератора

Любой проводник, обладающий активным сопротивлением, поглощает энергию протекающего по нему тока. Сопротивление такого проводника мы считаем положительным. Если проводник не поглощает энергию тока, то его активное сопротивление следует считать равным нулю. Если же проводник (или система проводников) не только не поглощает энергию, но даже отдает ее, то сопротивление такого проводника естественно считать отрицательным.

Примером системы с отрицательным сопротивлением является ламповый генератор. Наличие установившихся колебаний в контуре генератора свидетельствует об отсутствии потерь в нем. Более того, контур не только не потребляет колебательную энергию, но и отдает ее (например, в антенну). Следовательно, контур должен обладать отрицательным сопротивлением, а поскольку сопротивление R реального контура положительно, то для самовозбуждения генератора в контур должно быть внесено дополнительное отрицательное сопротивление $R_{вн}$, так чтобы

$$R + R_{вн} \leqslant 0.$$

Это и есть условие самовозбуждения генератора.

Физической причиной внесения отрицательного сопротивления $R_{вн}$ являются те порции энергии, которые поступают в контур от источника энергии под действием регулирующего устройства. Теория лампового генератора с индуктивной связью (рис. 4-65) дает следующую величину вносимого в контур отрицательного сопротивления:

$$R_{вн} = -\frac{MS_0}{C},$$

где M — коэффициент взаимоиндукции между контурной катушкой L и катушкой обратной связи L_1;

S_0 — начальная крутизна характеристики лампы.

Таким образом, условием самовозбуждения лампового генератора с индуктивной связью является неравенство

$$R - \frac{MS_0}{C} \leqslant 0,$$

т. е. для возбуждения лампового генератора необходимо увеличивать обратную связь.

Установившийся режим генератора

Рассмотрим процесс установившихся автоколебаний в ламповом генераторе с индуктивной обратной связью и с контуром в цепи сетки (рис 4-65) Для учета нелинейности процесса автоколебаний используем понятие средней крутизны. Средней крутизной лампы называется отношение амплитуды первой гармоники анодного тока к амплитуде синусоидального напряжения на управляющей сетке:

$$S_{ср} = \frac{I_{a1}}{U_m}.$$

Средняя крутизна не является постоянной величиной, а зависит от амплитуды колебаний U_m Но при установившемся режиме генератора амплитуда колебаний остается неизменной, и поэтому среднюю крутизну можно считать постоянной величиной.

Определим э. д. с., вносимую в колебательный контур по цепи обратной связи. Эту э. д. с. можно считать созданной лишь первой гармоникой импульсов анодного тока:

$$\dot{E} = j\omega M\dot{I}_{a1},$$

так как контур отфильтровывает остальные гармоники и их вкладом можно пренебречь.

Подставив сюда

$$\dot{I}_{a1} = S_{ср}\dot{U} = S_{ср}\cdot\frac{1}{j\omega C}\dot{I},$$

получим

$$\dot{E} = \dot{I}\,\frac{MS_{ср}}{C}.$$

Электродвижущая сила, вносимая в колебательный контур, создает падение напряжения на элементах контура. Согласно второму уравнению Кирхгофа

$$\dot{E} = \dot{I}\left[R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)\right].$$

Сравнивая последние два выражения для вносимой э. д. с., получим

$$\frac{MS_{ср}}{C} = R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right).$$

Из этого равенства сразу следуют два важных соотношения

1) значение частоты генерируемых колебаний

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}};$$

2) условие, которое должно выполняться при установившихся колебаниях,

$$R - \frac{MS_{ср}}{C} = 0.$$

Поскольку средняя крутизна является функцией амплитуды колебаний U_m, то последнее равенство можно рассматривать как уравнение для определения установившейся амплитуды колебаний.

Уравнение

$$S_{ср} - \frac{RC}{M} = 0$$

можно решать графически

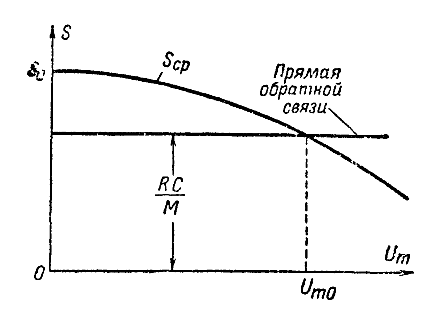


Рис. 4-70. К определению амплитуды колебаний в мягкой автоколебательной системе.

Пусть, например, средняя крутизна монотонно убывает с ростом U_m (рис. 4-70), что характерно для так называемых мягких автоколебательных систем. Амплитуда установившихся колебаний U_{m0} определится точкой пересечения кривой средней крутизны и прямой обратной связи. При увеличении обратной связи (т. е. при увеличении M) прямая обратной связи опускается и амплитуда установившихся колебаний возрастает. Наоборот, при уменьшении обратной связи прямая обратной связи поднимается и амплитуда установившихся колебаний уменьшается до тех пор, пока средняя крутизна не становится равной начальной крутизне S_0; при этом $U_{m0} = 0$. При меньших значениях обратной связи колебания невозможны, так как не выполняется условие самовозбуждения.

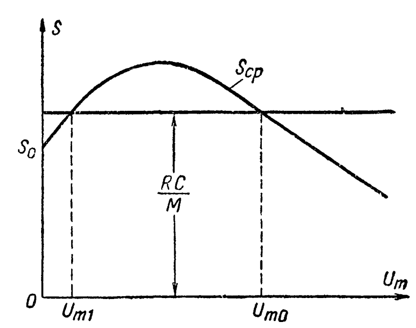


Рис. 4-71. К определению амплитуды колебаний в жесткой автоколебательной системе.

В жесткой автоколебательной системе средняя крутизна с ростом амплитуды U_m сначала увеличивается, а потом убывает (рис. 4-71). Если прямая обратной связи занимает положение, показанное на рис. 4-71, то колебания сами по себе возникнуть не могут, так как не выполняется условие самовозбуждения. Но если сообщить автоколебательной системе толчок $U_m > U_{m1}$, то далее амплитуда колебаний начнет нарастать сама вплоть до значения U_{m0}. Необходимость первоначального толчка характерна для жесткой системы. Жесткая система может быть переведена в мягкую путем такого увеличения обратной связи, при котором прямая обратной связи располагается ниже значения $S = S_0$.

Реостатно-емкостные генераторы синусоидальных колебаний (RC-генераторы)

Во всех рассмотренных выше генераторах синусоидальных колебаний имеется колебательная система с двумя реактивными накопителями энергии — индуктивным L и емкостным C. Наличие их обеспечивает возможность непрерывного изменения тока во времени вследствие «перекачки» энергии из одного накопителя в другой и обратно. Но подобную «перекачку» энергии можно осуществить, выбрав в качестве накопителей энергии не емкость и индуктивность, а, например, две или более емкостей.

Таким образом, было бы ошибкой полагать, что синусоидальные колебания могут возникнуть только в системах, содержащих колебательный контур LCR. Широкое применение получили также реостатно-емкостные генераторы синусоидальных колебаний.

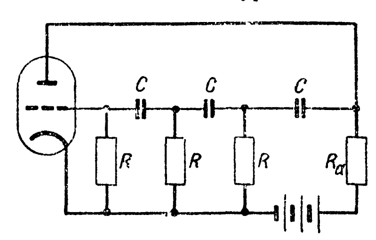


Рис. 4-72. RC-генератор.

Одна из схем такого RC-генератора показана на рис. 4-72. При выборе $SR > 29$ в этой схеме происходят практически синусоидальные автоколебания с частотой

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{6}\,RC}.$$

Частота колебаний в RC-генераторах обратно пропорциональна первой степени емкости, а не квадратному корню из емкости, как это имеет место в LC-генераторах. Благодаря этому при одном и том же изменении емкости в RC-генераторах достигается значительно большее перекрытие по частоте.

RC-генераторы особенно удобны для получения большого диапазона низких частот — от нескольких герц до нескольких килогерц. Применение в этом диапазоне LC-генераторов требует очень громоздких катушек индуктивности.

Релаксационные колебания

Широкое применение находят также и несинусоидальные колебания, которые обычно называются релаксационными колебаниями. В релаксационных генераторах вместо двух реактивных накопителей энергии (LC-генераторы или RC-генераторы) используется один накопитель. Колебательный процесс в таком генераторе состоит в том, что накопитель запасает энергию, пока не будет достигнут некоторый высший уровень. Затем регулирующее устройство разряжает накопитель на цепь разряда, пока запас энергии не достигнет некоторого низшего уровня. При этом регулирующее устройство снова срабатывает и включает накопитель на зарядку. Регулирующее устройство в свою очередь управляется обратной связью, идущей от накопителя и обеспечивающей переключение регулирующего устройства лишь при достижении энергии накопителя двух фиксированных уровней — высшего и низшего. Размах колебаний определяется разницей между этими энергетическими уровнями.

Простейшим релаксационным генератором является релаксационный генератор с газоразрядной лампой (рис. 4-73, *а*). В нем накопителем является конденсатор C, который заряжается батареей U_0 через сопротивление R. Регулирующим устройством является газоразрядная

лампа *ГЛ*. Когда напряжение на заряжающемся конденсаторе достигнет величины напряжения зажигания газоразрядной лампы, в ней возникнет ионизация газа и сопротивление лампы резко упадет. Конденсатор при этом начнет разряжаться на это малое сопротивление лампы. При

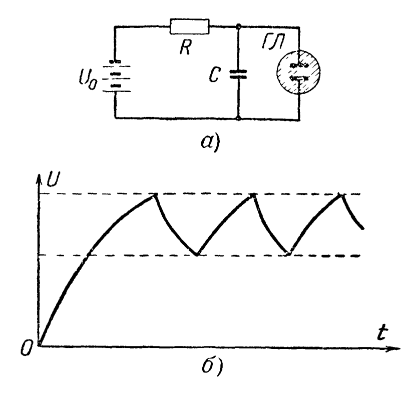


Рис. 4-73. Релаксационный генератор на газоразрядной лампе.

достижении величины напряжения конденсатора, при которой ионизация прекращается, сопротивление лампы возрастает и снова начинается зарядка конденсатора. В результате напряжение на конденсаторе колеблется между двумя уровнями, как это показано на рис. 4-73, *б*.

Особенности генерирования дециметровых и сантиметровых волн

Электронная лампа может служить безынерционным регулятором тока, посылаемого источником питания в колебательный контур, лишь в том случае, если время пролета электронов в лампе значительно меньше периода генерируемых колебаний. На дециметровых и более коротких волнах время пролета электронов внутри лампы становится сравнимым с периодом колебаний. Это вызывает отставание изменений тока, протекающего через лампу, от изменения напряжения на ее сетке, приводит к невыгодному режиму работы генератора и невозможности получения колебаний достаточной мощности. Поэтому для генерирования дециметровых и более коротких волн применяют специальные электронные лампы, в которых используются эффекты взаимодействия электронного потока и электромагнитной волны.

Пусть однородный электронный поток движется в пространстве, занятом электромагнитной волной. Электрическое поле волны, воздействуя на электроны, может увеличивать или уменьшать скорость движения каждого электрона, а также изменять направление этого движения. В результате сумма кинетической и потенциальной энергии электрона не остается постоянной, а происходит приращение полной энергии. Приращение энергии может быть как положительным, так и отрицательным, т. е. в процессе взаимодействия электрон либо отбирает энергию от поля волны, либо отдает часть своей кинетической энергии электромагнитной волне.

В различных точках пространства электрическое поле волны имеет различную фазу колебаний и поэтому поразному действует на движущиеся электроны. Те электроны потока, которые тормозятся полем, называются п р а в и л ь н о ф а з н ы м и, а те электроны, которые разгоняются полем, т. е. отбирают энергию от поля, — н е п р а в и л ь н о ф а з н ы м и. Вследствие различия в скоростях движения правильнофазных и неправильнофазных электронов электронный поток утрачивает однородность: плотность тока в различных точках электронного потока становится неодинаковой.

Незатухающие колебания в электромагнитной волне могут поддерживаться лишь в том случае, если в пространстве взаимодействия электронов с волной число правильнофазных электронов будет превышать число неправильнофазных. Таким образом, рабочий процесс генератора должен не только сортировать электроны потока на правильнофазные и неправильнофазные, но и обеспечивать количественное преобладание правильнофазных электронов над неправильнофазными. Таков принцип передачи энергии от источника питания, создающего электронный поток, к электромагнитному полю для поддержания незатухающих колебаний в нем. Этот принцип находит различное конструктивное воплощение в таких генераторах, как клистрон, магнетрон, лампа бегущей волны и лампа обратной волны.

Клистрон. Схема клистрона изображена на рис. 4-74. Нить накала *1* подогревает оксидированный катод *2*. Электроны, излучаемые катодом, направляются фокусирующим электродом *3* в пространство взаимодействия между сетками *4* и *5* тороидального объемного резонатора *6*. Если условия самовозбуждения клистрона выполнены, то между сетками резонатора действует переменное напряжение, сообщающее электронам положительное или отрицательное ускорения, благодаря чему электроны,

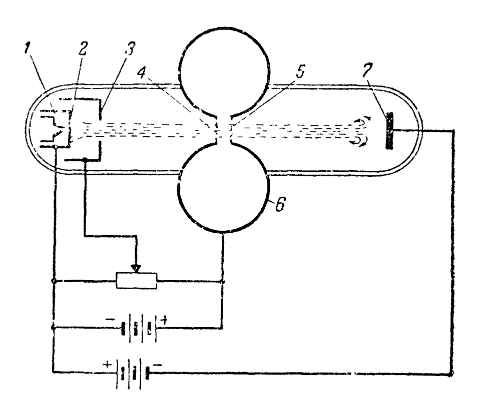


Рис. 4-74. Схема клистрона.
1 — нить накала *2* — катод; *3* — фокусирующий электрод, *4* и *5* — сетки; *6* — объемный резонатор; *7* — отражатель.

покинувшие резонатор, группируются по плотности. В дальнейшем электроны встречают тормозящее поле отражателя *7*, имеющего отрицательный потенциал, изменяют направление движения на обратное и вновь попадают в пространство взаимодействия.

Если режим клистрона выбран правильно, то уплотненные группы электронного пучка при возвращении в резонатор встречают тормозящее поле. В этом случае электроны отдают свою кинетическую энергию полю резонатора и, таким образом, энергия источника питания, создающего электронный пучок, преобразуется в электромагнитные колебания резонатора. Электроны разряженных групп пучка являются неправильнофазными, но их количество незначительно.

Клистроны используются главным образом в качестве гетеродинов в приемниках сантиметрового диапазона волн. Изменение частоты генерируемых колебаний осуществляется обычно путем деформации стенки объемного резонатора.

Магнетрон. Схема магнетрона показана на рис. 4-75. Этот прибор содержит цилиндрический катод *1*, подогреваемый нитью *2*, анодный блок *3*, состоящий из нескольких объемных резонаторов *4*, и пространство взаимодействия *5*, разделяющее катод и анод. Источник питания приложен между катодом и анодом. Кроме того, имеется постоянный магнит, создающий магнитное поле, силовые линии которого проходят через пространство взаимодействия параллельно образующим катода.

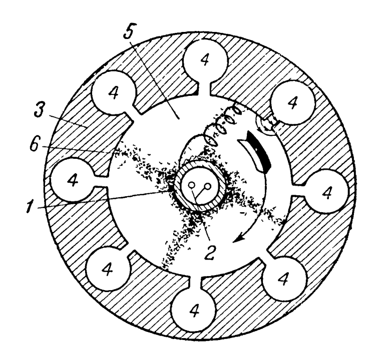


Рис. 4-75. Схема магнетрона.
1 — катод; *2* — нить накала; *3* — анодный блок; *4* — объемные резонаторы, *5* — пространство взаимодействия; *6* — электронное уплотнение.

Таким образом, электроны, испускаемые катодом, находятся под действием трех полей: постоянного электрического поля источника питания, поля постоянного магнита и переменного электрического поля резонаторов магнетрона. Поле источника питания придает электронам необходимую для работы скорость. Постоянное магнитное поле искривляет траектории электронов и заставляет электроны двигаться вдоль поверхности анодного блока.

Вследствие этого электроны создают переменные электрические поля в резонаторах и взаимодействуют с этими полями. Электроны, летящие от катода к аноду, образуют вращающееся вокруг катода электронное облако с неравномерной плотностью электронов. В тех местах, где высокочастотное электрическое поле резонаторов тормозит электроны, образуются уплотнения *6*, называемые **спицами** электронного облака.

При правильном выборе размеров магнетрона и его режима (анодного напряжения, магнитной индукции) спицы электронного облака всегда находятся в местах тормозящего поля объемных резонаторов, чем обеспечивается превращение энергии источника питания в энергию высокочастотных колебаний. Частота генерируемых колебаний определяется прежде всего геометрическими размерами резонаторов.

Лампа бегущей волны. Схема лампы бегущей волны представлена на рис. 4-76. Излучаемые катодом *1* электроны попадают в электрическое поле анода *2* и приобретают необходимую для работы скорость. Поле магнитной системы *3* направлено вдоль оси лампы. Под действием этого поля электроны фокусируются в узкий пучок, который проходит внутри металлической спирали *4* к коллектору *5*. Спираль является замедляющей системой. Электромагнитная волна, возбужденная на входе *6* замедляющей системы, движется вдоль витков спирали со скоростью света; при этом скорость распространения волны вдоль оси спирали во столько раз меньше скорости света, во сколько раз длина витка спирали больше шага спирали.

Если эту скорость сделать приблизительно равной скорости электронов, то происходит наиболее эффективное взаимодействие между электронами и волной. Волна на одном участке ускоряет электроны, а на другом замедляет их. Ускоренные электроны нагоняют заторможенные и электронный пучок становится неоднородным.

При правильно выбранном режиме лампы замедление электронов происходит в местах их уплотнения, а ускорение — в местах разряжения электронов. Поэтому процесс передачи энергии от электронов к полю превалирует над обратным процессом и амплитуда волны нарастает по мере ее продвижения от входа *6* к выходу *7* замедляющей системы, т. е. происходит эффект усиления.

Если теперь соединить вход и выход линией обратной связи *8*, причем так, чтобы колебания, поступающие с выхода, совпали по фазе с колебаниями, имеющимися на входе, то произойдет генерирование незатухающих колебаний. Частота этих колебаний зависит от геометрических размеров системы.

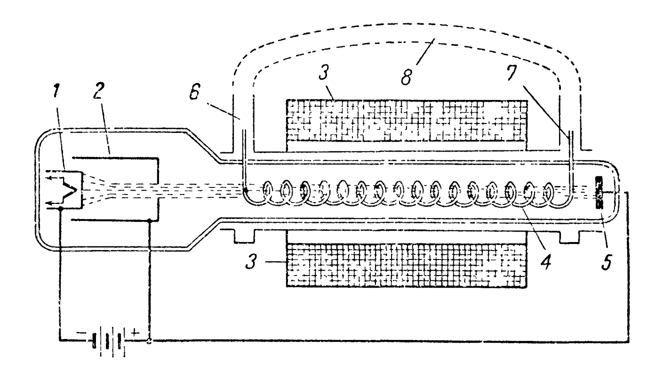


Рис. 4-76. Схема лампы бегущей волны.
1 — катод, *2* — анод; *3* — магнитная система; *4* — спираль; *5* — коллектор; *6* — вход, *7* — выход; *8* — линия обратной связи.

Лампы бегущей волны делятся на **лампы прямой волны**, в которых электроны и волна движутся в одном направлении, и **лампы обратной волны**, в которых электроны и волна движутся навстречу друг другу. В последнем случае также возможны эффекты усиления и генерации. Схема лампы обратной волны содержит те же элементы, но вход и выход замедляющей системы меняются местами. Линия обратной связи оказывается ненужной, так как генерация незатухающих колебаний возможна за счет внутренних связей процесса взаимодействия поля и потока электронов.

Большим преимуществом генератора на лампе бегущей волны является зависимость частоты от анодного напряжения, что позволяет весьма просто регулировать частоту генерируемых колебаний в больших пределах.

ГЛАВА ПЯТАЯ

РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН

5-1. СВЕДЕНИЯ О РАДИОВОЛНАХ

Радиоволнами называются электромагнитные колебания, применяющиеся для передачи сигналов на расстояние без помощи проводов. Радиоволны создаются в результате излучения какого-либо тела (обычно антенны), возбуждаемого источником высокочастотных колебаний (обычно генератором высокой частоты), и представляют собой периодически меняющееся электромагнитное поле, в котором переменные электрическое и магнитное поля тесно взаимосвязаны и любое изменение электрического поля влечет за собой возникновение магнитного поля (и наоборот).

Период (частота) колебаний электромагнитного поля определяется частотой возбуждающего источника и в процессе распространения радиоволн не изменяется, если передатчик и приемник неподвижны. Если же передатчик, приемник или оба вместе движутся друг относительно друга, то частота принимаемых сигналов отличается от частоты сигналов передатчика (эффект Допплера), причем сближение передатчика и приемника приводит к возрастанию, а удаление — к уменьшению первоначальной частоты f на величину

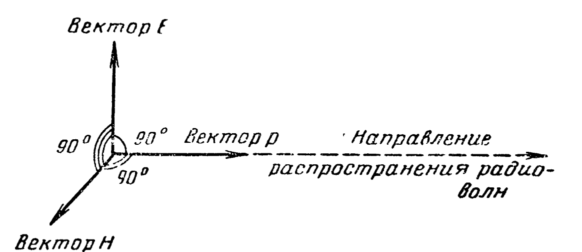


Рис. 5-1. Расположение векторов напряженности электрического и магнитного полей при распространении радиоволн в свободном пространстве.

$$F_д = v_r \frac{f}{v},$$

где v_r — радиальная составляющая скорости сближения (удаления);

v — скорость распространения радиоволн.

Наглядно радиоволны могут быть представлены в виде векторов (рис. 5-1), характеризующих напряженность электрического поля (вектор E) и напряженность магнитного поля (вектор H). В практической системе единиц напряженность электрического поля измеряется в вольтах на метр (*в/м*), а напряженность магнитного поля в амперах на метр (*а/м*). В воздушной среде напряженности полей связаны между собой соотношением

$$\frac{E}{H} = 120\pi.$$

Это соотношение часто называется **волновым сопротивлением пространства**.

Постоянство скорости распространения в однородной среде является важным свойством радиоволн. Воздушное пространство при многих расчетах приближенно можно считать однородной средой.

Скорость распространения радиоволн в пространстве, не заполненном веществом, составляет 300 000 *км/сек*. В пространстве, заполненном веществом, скорость распространения v определяется относительными диэлектрической проницаемостью ε и магнитной проницаемостью μ вещества

$$v = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon\mu}},$$

где $c = 300\,000$ *км/сек*.

Длина волны λ равна расстоянию, которое радиоволна проходит за один период колебаний электромагнитного поля (рис. 5-2).

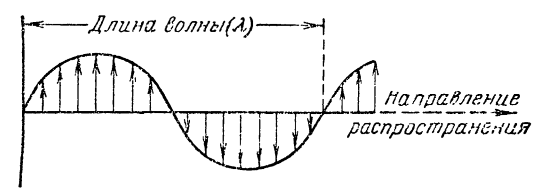


Рис. 5-2. Длина волны.

Диапазоны радиоволн приведены в табл. 5-1.

Фронтом радиоволны называется поверхность, все точки которой имеют одинаковую фазу, т. е. поверхность, в каждую точку которой радиоволны, излученные антенной в разных направлениях, приходят в одно и то же время. Так, если антенна излучает энергию во всех направлениях в однородной среде, то за некоторый промежуток времени радиоволна, распространяясь в разных направлениях с равной скоростью, «охватит» часть пространства, которое может быть ограничено сферической поверхностью (рис. 5-3, *а*). В любой точке этой поверхности фаза радиоволны одинакова. Фронт такой радиоволны называется **сферическим**.

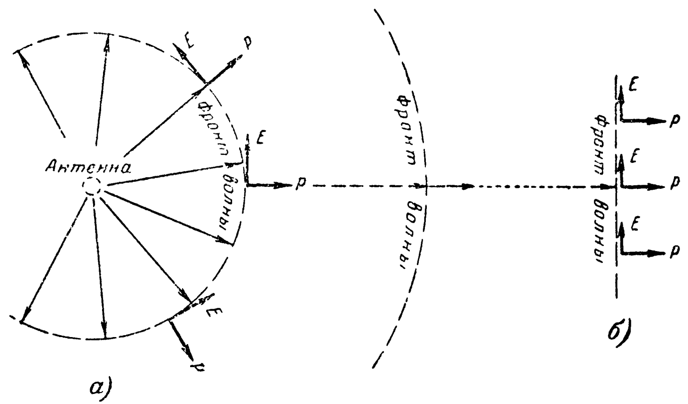


Рис. 5-3. К объяснению понятия «фронт волны».

а — сферический фронт; *б* — плоский фронт.

На практике наиболее часто приходится интересоваться фронтом радиоволны на очень больших расстояниях от передающей антенны, а также небольшим его участком, с которого происходит «съем» радиочастотной энергии

Таблица 5-1

Диапазоны волн

Название диапазона	Длина волны	Частота	Область применения	Примечание
Длинные волны (ДВ)	Более 3 000 *м*	Менее 100 *кгц*	Радиотелеграфная связь, передача метеосводок, иногда применяются в радионавигации	В редко применяемой метрической системе деления на диапазоны волны длиной от 1 000 до 10 000 *м* называются длинными, а длиннее 10 000 *м* — сверхдлинными
Средние волны (СВ)	200—3 000 *м*	1,5 *Мгц* — 100 *кгц*	Радиовещание, радиотелеграфная и радиотелефонная связь, радионавигация	В метрической системе диапазону СВ соответствуют волны длиной 100—1 000 *м*
Короткие волны (КВ)	10—200 *м*	30—1,5 *Мгц*	Радиовещание, радиотелеграфная и радиолюбительская связь, связь с космосом и др.	Иногда волны длиной 10—50 *м* относятся к КВ, а длиной 50—200 *м* к промежуточным волнам. В метрической системе диапазону КВ соответствуют волны длиной 10—100 *м*
Ультракороткие волны (УКВ)	1 *мм* — 10 *м*	300 000—30 *Мгц*	—	—
а) метровые волны	1—10 *м*	300—30 *Мгц*	Радиовещание, телевидение, радиолокация, радиолюбительская связь и др.	Деление УКВ соответствует метрической системе. Иногда к УКВ относят также субмиллиметровые волны (волны короче 1 *мм*)
а) дециметровые волны	10 *см* — 1 *м*	3 000—300 *Мгц*	Телевидение, радиолокация, радиорелейная связь, астрорадионавигация и др	
в) сантиметровые волны	1—10 *см*	30 000—3 000 *Мгц*		
г) миллиметровые волны	1 *мм* — 1 *см*	300 000—30 000 *Мгц*	Радиолокация и др.	

приемной антенной. В этом случае фронт волны можно считать плоским (рис. 5-3, *б*).

Перенос радиочастотной энергии происходит в направлении распространения радиоволн и определяется с помощью вектора Умова — Пойнтинга p. Этот вектор перпендикулярен векторам E и H (рис. 5-1), а его направление определяется по правилу «буравчика». Величина вектора p определяет плотность потока радиочастотной энергии, т. е. показывает, какое количество энергии «проходит» за 1 *сек* сквозь площадку в 1 $м^2$, расположенную перпендикулярно направлению распространения радиоволны,

$$p = EH = \frac{E^2}{120\pi}.$$

Поляризация радиоволн определяется ориентировкой вектора E радиоволны в пространстве, причем расположение вектора определяет направление поляризации. Плоскость, проходящая через направление поляризации и направление распространения радиоволн, называется плоскостью поляризации. По направлению поляризация радиоволн может быть линейной (называемой иногда также плоской), круговой и эллиптической. Характер поляризации определяется конструкцией и ориентировкой передающей антенны.

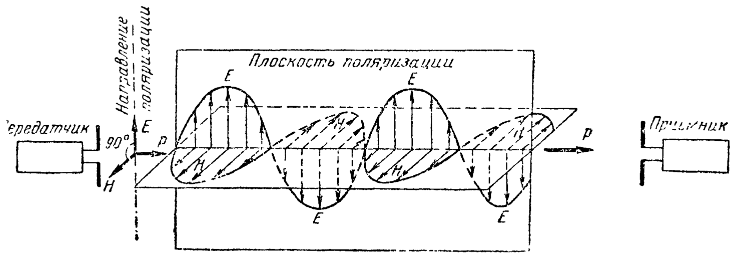


Рис. 5-4. Линейная поляризация радиоволн.

В случае линейной поляризации вектор E, периодически изменяясь, в процессе распространения остается параллельным самому себе (рис. 5-4). Большинство типов антенн создает линейно-поляризованные волны. Так, например, антенна в виде вертикального вибратора излу-

чает вертикальную линейно-поляризованную волну. Для наиболее эффективного приема вибратор приемной антенны должен быть ориентирован также вертикально.

В случае круговой поляризации вектор E вращается с частотой радиоволны, описывая при распространении своим концом винтовую линию (рис 5-5). При этом величина вектора E остается постоянной. На пути, равном длине волны, вектор E поворачивается на 360°. Для того чтобы создать волну с круговой поляризацией, принципиально необходимо два передающих вибратора, смещенных в пространстве на 90° один относительно другого, питать токами равной амплитуды, но со сдвигом по фазе на 90°. Радиоволны с круговой поляризацией излучают,

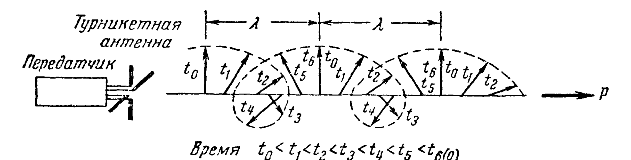


Рис. 5-5. Круговая поляризация радиоволн.

например, спиральная и турникетная антенны. Прием волн с круговой поляризацией возможен как на однотипные антенны, так и на обычные вибраторы, расположенные для наиболее эффективного приема в плоскости, перпендикулярной направлению распространения радиоволны.

Радиоволны с эллиптической поляризацией отличаются от волн с круговой поляризацией тем, что амплитуда вектора E при его вращении не остается постоянной.

При распространении радиоволн в свободном пространстве векторы E и H лежат в плоскости, перпендикулярной направлению распространения. Подобные волны называют поперечно-поляризованными. В ряде случаев при распространении радиоволн, например в ионосфере или вблизи границы раздела воздух—земля, происходит искажение первоначальной поляризации, причем появляется продольно-поляризованная волна, в которой вектор E имеет составляющую также и вдоль направления распространения. Это обстоятельство позволяет, в частности, при приеме длинных и средних радиоволн, создаваемых вертикальными вибраторами, применять антенны с горизонтальными вибраторами.

Отражение радиоволн — свойство изменять направление распространения при встрече с препятствием или же со средой, имеющей резко отличные от среды первоначального распространения электрические параметры (например, ионосферой). Интенсивность отраженного сигнала растет при увеличении размеров отражающих объектов по сравнению с длиной волны. Явление отражения радиоволн лежит в основе радиолокации.

Интерференция радиоволн определяется взаимодействием в какой-либо точке пространства двух или более радиоволн, созданных одним источником, но прошедших различные пути и в связи с этим имеющих различные фазы. Если при этом взаимодействующие волны имеют близкие фазы, то в результате происходит усиление суммарного сигнала, если же фазы противоположны или близки к ним, то амплитуда суммарного сигнала может стать равной нулю или оказывается значительно слабее одиночного сигнала.

5-2. СОСТАВ И СТРОЕНИЕ АТМОСФЕРЫ

Земная атмосфера играет большую роль в распространении радиоволн.

Атмосфера представляет собой газообразную оболочку Земли, простирающуюся примерно до 2 000—3 000 *км* и состоящую главным образом из азота, кислорода и водяных паров. Атмосфера может быть разделена на следующие основные слои: тропосферу, которая содержит около трех четвертей всего вещества атмосферы и имеет верхней границей тропопаузу, лежащую над экватором на уровне 16—18 *км*, а в умеренных широтах на уровне 10—12 *км*; стратосферу, которая расположена выше тропопаузы вплоть до высот порядка 60—80 *км* и характеризуется почти полным отсутствием водяных паров; ионосферу, расположенную выше стратосферы и характеризующуюся наличием огромного числа электрически заряженных частиц — электронов и ионов, возникающих в результате расщепления (ионизации) нейтральных молекул воздуха. Ионизация происходит под действием ультрафиолетового и корпускулярного излучений Солнца, космических лучей, а также под действием потоков метеоров, непрерывно вторгающихся в атмосферу Земли (десятки миллиардов метеорных частиц за сутки).

По представлениям, сложившимся до запуска искусственных спутников Земли и космических ракет, ионосфера характеризуется существованием нескольких максимумов ионизации (рис. 5-6). На высотах 60—90 *км* днем существует слой D (ночью этот слой исчезает). Далее расположен слой E, имеющий максимум концентрации электронов на высоте около 110—130 *км*. Выше расположен слой F, который летом (днем) расщепляется на два слоя — F_1

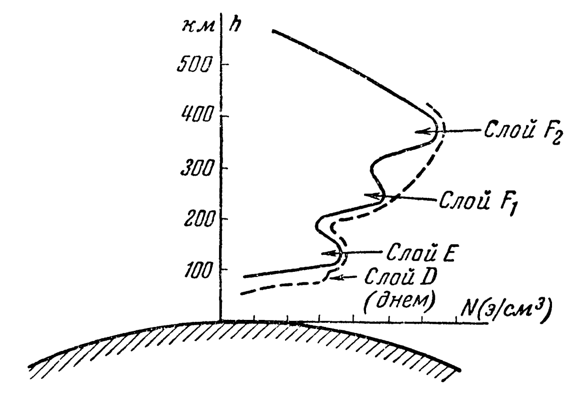


Рис. 5-6. Картина строения ионосферы по прежним представлениям.

и F_2. Слой F_1 имеет максимум электронной концентрации на высоте порядка 200—230 *км*, а слой F_2 — на высоте 350—400 *км*. От слоя к слою ионизация увеличивается, достигая максимума в слое F_2. Выше слоя F_2 ионизация падает. Степень ионизации указанных слоев не остается постоянной, а существенно изменяется в зависимости от времени года и суток, широты местоположения, периодического изменения солнечной активности (период — 11 лет), и других причин.

Данные измерений, полученные в результате запусков искусственных спутников Земли и геофизических ракет, позволили уточнить, а в ряде случаев и изменить прежние представления об ионосфере. Так, было установлено, что представление о существовании резко выраженного слоя E является неправильным. В действительности выше максимума электронной концентрации на высоте 100—120 *км* расположена область ионосферы, в которой электронная концентрация уменьшается очень незначительно и затем по мере увеличения высоты плавно возрастает до основного максимума ионизации на высоте около 300 *км*

(рис. 5-7). После этого по мере дальнейшего увеличения высоты электронная концентрация медленно убывает. Так, если с высоты от 100 до 300 *км* электронная концентрация возрастает в среднем в 10—15 раз, то с высоты от 300 до 500 *км* она уменьшается примерно в 2 раза.

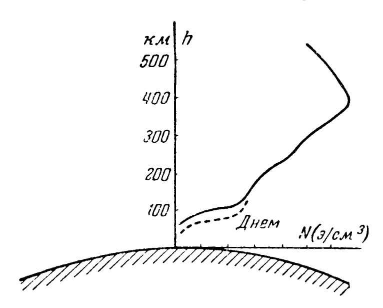


Рис. 5-7. Примерная картина строения ионосферы по современным представлениям.

Существовавшие в течение многих лет представления о строении ионосферы как слоистой среды широко применялись при объяснении процессов распространения радиоволн авторами книг по радиотехнике. Отказываться от принятого деления ионосферы на отдельные слои не следует, так как такое деление облегчает объяснение особенностей распространения радиоволн различных диапазонов. Следует, однако, помнить, что деление ионосферы на «слои» является чисто условным.

5-3. ВОЗМОЖНЫЕ ПУТИ РАСПРОСТРАНЕНИЯ РАДИОВОЛН

На характер распространения радиоволн сильное влияние оказывают земная поверхность, тропосфера и ионосфера. Вследствие этого радиоволны могут распро-

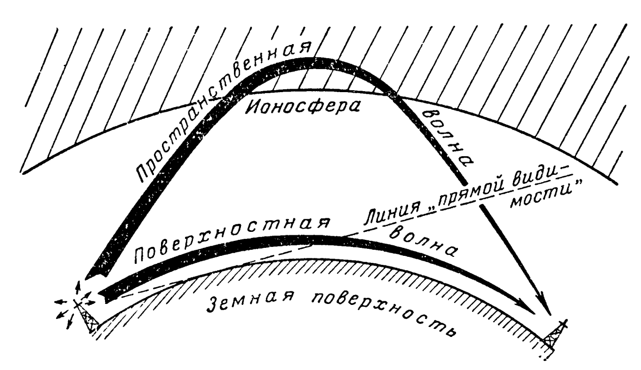


Рис. 5-8. Возможные пути распространения радиоволн.

страняться между радиопередающим и радиоприемным устройствами, расположенными на земле, по двум путям: вдоль земной поверхности (в тропосфере) за счет так называемой поверхностной (земной) волны и за счет пространственной (небесной) волны — при отражении радиоволн ионосферой (рис. 5-8).

Поверхностные волны

Распространение радиоволн на большие расстояния за счет поверхностных волн объясняется дифракцией радиоволн, а также рефракцией (преломлением) и рассеянием радиоволн в тропосфере. Иногда преломленные и рассеянные волны называют тропосферными.

Дифракцией радиоволн называется их способность огибать в той или иной степени препятствия, лежащие на пути распространения. Такими препятствиями являются: выпуклость земного шара, горы, строения и т. п.

Дифракция возникает в результате возбуждения радиоволной высокочастотных колебаний на поверхности препятствий. Эти колебания вызывают в свою очередь излучение радиоволн (подобно излучению антенны), возбуждающих соседние участки поверхности. Последовательная совокупность таких возбуждений приводит к передаче некоторой части радиочастотной энергии в область пространства, затененную от передающей антенны радиостанции.

Часть энергии радиоволн при этом теряется на нагревание поверхностных участков почвы, воды, материала строений и других объектов, представляющих обычно для радиоволн полупроводящую среду. С укорочением длины волны потери энергии растут. Поэтому существенную роль явление дифракции играет на длинных волнах. На коротких и тем более на ультракоротких волнах дифракцией можно пренебречь.

Рефракцией (преломлением) называется явление искривления траектории распространения радиоволн, происходящее при переходе их из одной среды в другую вследствие различия скорости распространения в этих средах, а также при распространении радиоволн в неоднородной среде за счет изменения скорости распространения от точки к точке.

Первый случай имеет место при переходе распространяющейся радиоволны из воздуха в почву или воду, а также при переходе из нижних слоев атмосферы в ионосферу.

Второй случай имеет место при распространении радиоволн в тропосфере, являющейся неоднородной средой, вследствие увеличения скорости распространения радиоволн по мере уменьшения плотности воздуха с высотой. В этом случае участки фронта волны, расположенные на некоторой высоте над земной поверхностью, распространяются с большей скоростью, чем нижерасположенные участки фронта волны. Вышерасположенные участки за один и тот же момент времени проходят больший путь, чем нижерасположенные участки, фронт волны постепенно наклоняется вперед по направлению к земной поверхности, что вызывает передачу радиочастотной энергии за пределы «прямой видимости» (рис. 5-9).

Рефракция радиоволн в тропосфере в сильной степени определяется метеорологическими условиями и в зависимости от них может проявляться больше или меньше. Рефракции подвержены радиоволны всех диапазонов. Однако наибольшее значение она имеет в диапазоне ультракоротких волн, при распространении которых в большинстве случаев не сказывается дифракция.

Рассеянием радиоволн в тропосфере называется произвольное (беспорядочное) изменение направления распространения радиоволн за счет наличия вихревых неоднородностей, образующихся при перемешивании восходящих и нисходящих потоков воздуха (с разной температурой).

В вихревых неоднородностях, которые существуют в тропосфере всегда, значения температуры, давления и влажности воздуха несколько отличаются от соответствующих величин в соседних участках воздушной среды. Поэтому скорость распространения радиоволн от участка к участку воздушной среды произвольно изменяется, или, как говорят, флуктуирует. В результате различные участки фронта волны за один и тот же момент времени проходят различные пути и фронт волны становится криволинейным, т. е рассеивающим волны в различных направлениях (рис. 5-10).

Искривления фронта волны невелики, и основная часть радиочастотной энергии распространяется в прямом направлении, как если бы рассеяние радиоволн отсутствовало. Небольшая часть энергии под небольшими углами к первоначальному направлению распространения поступает за пределы прямой видимости.

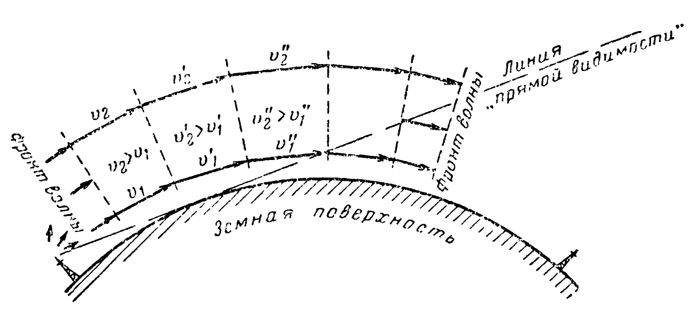


Рис. 5-9. К объяснению явления рефракции радиоволн в тропосфере.

В связи с небольшими размерами вихревых неоднородностей тропосферы явление рассеяния радиоволн

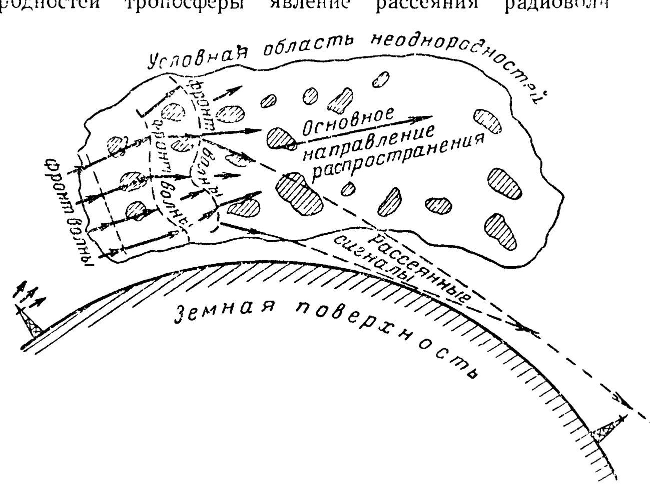


Рис 5-10 К объяснению явления рассеяния радиоволн в тропосфере.

проявляется в основном в диапазоне ультракоротких волн, где оно является источником постоянно существующего слабого поля работающих радиопередатчиков далеко за пределами прямой видимости.

Для приема рассеянных полей необходимы чувствительные приемники и направленные антенны. Прием рассеянных радиоволн связан с довольно глубокими замираниями и характерен искажениями принимаемых сигналов, имеющих широкий спектр частот (импульсные, частотно-модулированные и другие сигналы), так как в место приема одновременно приходят сигналы, рассеянные в различных участках тропосферы и имеющие поэтому существенные фазовые сдвиги.

Пространственные волны

Распространение радиоволн на большие расстояния за счет пространственных волн объясняется преломлением (отражением) в ионосфере.

Скорость движения фронта радиоволны в ионосфере $v_и$ отлична от скорости распространения его в воздухе и зависит от электронной концентрации N и частоты радиоволны f:

$$v_и = \frac{c}{\sqrt{1 - k_и \frac{N}{f^2}}},$$

где $k_и$ — постоянный множитель, а $c = 3 \cdot 10^8$ *м/сек*.

При данной частоте f увеличение концентрации электронов приводит к увеличению скорости движения фронта волны. Поэтому при проникновении радиоволны в ионосферу, при наклонном ее падении, вышерасположенные участки фронта опережают нижерасположенные участки, фронт волны искривляется и при достаточной концентрации электронов на некоторой высоте фронт волны может «повернуться» в направлении Земли, что обусловливает возвращение определенной части радиочастотной энергии к наземным пунктам (рис. 5-11).

Искривление траектории движения радиоволны в ионосфере тем сильнее, чем больше концентрация электронов и чем меньше частота радиоволны.

Наряду с преломлением радиоволны в ионосфере испытывают поглощение. С увеличением длины волны увеличивается поглощение радиочастотной энергии, причем в более низких участках ионосферы потери энергии больше, чем в более высоких участках.

Чем положе траектория падения радиоволн, т. е. чем меньше угол возвышения волны относительно земной поверхности, тем легче выполняются условия для возвращения пространственных волн на Землю (рис. 5-12). Более длинные волны могут отражаться при более крутом падении на ионосферу, чем более короткие. Ультракороткие волны (короче 4—5 *м*) в обычных условиях не отражаются ионосферой даже при очень небольших углах падения; они пронизывают ионосферу (при некотором искривлении траектории движения) и уходят в космическое пространство.

Наибольшая частота, при которой радиоволны отражаются от данного «слоя» при вертикальном падении на ионосферу, называется **критической частотой** $f_{кр}$.

Для каждого угла возвышения (θ) при данной электронной концентрации существует максимальная применимая частота (МПЧ): волны с частотами выше МПЧ не возвращаются, а волны с частотами ниже

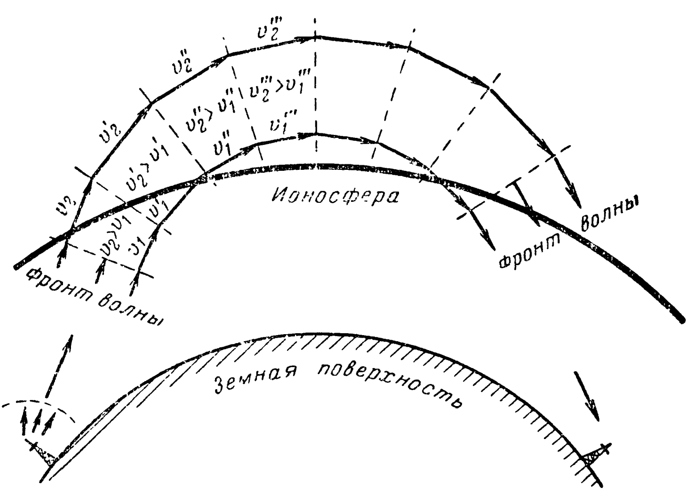


Рис. 5-11. К объяснению преломления радиоволн в ионосфере.

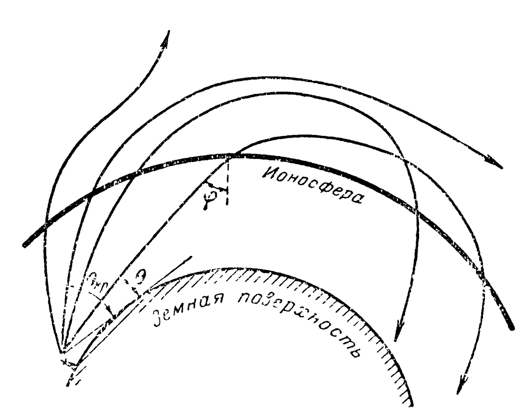


Рис. 5-12. Влияние угла возвышения падающей радиоволны на преломление в ионосфере.

θ — угол возвышения; φ — угол падения.

МПЧ возвращаются к Земле, причем МПЧ связана с $f_{кр}$ так называемым «законом секанса»:

$$МПЧ = \frac{f_{кр}}{\sin\theta} = f_{кр} \sec\varphi,$$

где φ — угол падения радиоволны на ионосферу.

В ионосфере происходят как «закономерные» изменения электронной концентрации (в пределах суток, от сезона к сезону и т. д.), так и случайные, вызываемые, например, вихревым движением ионосферного воздуха. При этом, особенно в нижних участках ионосферы, на уровне и ниже слоя E, возникают неоднородности с резко повышенной электронной концентрацией. При наличии таких неоднородностей в ионосфере возможно отражение даже метровых волн.

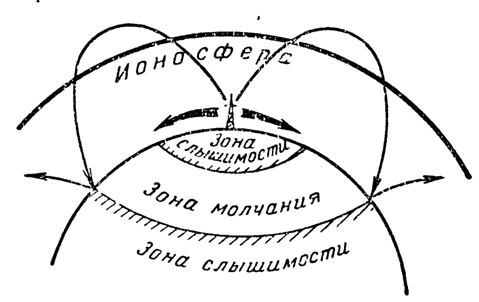


Рис 5-13. Образование зоны молчания на короткнх волнах.

Максимальная дальность прохождения радиоволной пути передающая сторона — ионосфера — Земля не превышает 4 000—4 500 *км*. Однако возможно многократное последовательное отражение радиоволн от ионосферы и Земли, за счет чего дальность действия пространственных волн может достигать 10 000—15 000 *км* и более (на коротких волнах).

Особенностью приема пространственных волн является наличие замираний сигналов (федингов) с длительностью от долей секунды до нескольких десятков секунд (и более). Замирания чаще всего являются следствием интерференции радиоволн, прошедших различные пути и поэтому имеющих различные фазы. Например, часто в месте приема интерферируют волны, одна из которых претерпевает на пути до точки приема однократное, а вторая двукратное отражение от ионосферы. Результирующее поле в месте приема при отсутствии сдвига фаз почти удваивается. При сдвиге фаз на 180° наступает замирание.

Прием пространственных волн на коротких волнах характеризуется наличием зоны молчания, возникающей вследствие того, что на некотором расстоянии от передатчика поверхностная волна становится малоощутимой, а первая отраженная от ионосферы волна возвращается на сравнительно большом удалении от передатчика (рис. 5-13).

5-4. ОСОБЕННОСТИ РАСПРОСТРАНЕНИЯ УЛЬТРАКОРОТКИХ ВОЛН (УКВ)

Основными для диапазона УКВ являются тропосферные поверхностные волны. На волнах длиннее 4—5 *м* существенную роль играют также пространственные волны.

В связи с большими потерями энергии в почве, при не очень больших мощностях передатчиков, дифракция на УКВ выражена слабо. Более ярко при приеме УКВ за пределами «прямой видимости» сказываются рефракция и рассеяние радиоволн в тропосфере.

Во многих случаях, стремясь получить устойчивые линии радиосвязи на УКВ при применении передатчиков

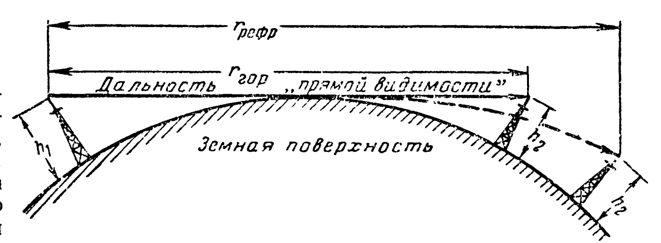


Рис. 5-14. Дальность «прямой видимости» без учета и с учетом рефракции.

небольшой мощности (в несколько ватт или десятков ватт) и приемников невысокой чувствительности (порядка 1 *мв*), интересуются небольшими дальностями, лежащими в пределах прямой видимости между передающей и приемной антеннами (рис. 5-14). Эта дальность (в километрах) может быть определена по формуле

$$r_{гор} = 3{,}57\,(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2})$$

где h_1 и h_2 — высоты расположения передающей и приемной антенн, *м*.

В некоторых случаях возможная дальность радиосвязи выбирается с учетом «нормальной» рефракции радиоволн, характерной для хорошо перемешанной атмосферы. Такая дальность определяется по формуле

$$r_{рефр} = 4{,}12\,\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}).$$

При расчетах напряженности электрического поля на радиолиниях небольшой протяженности ($r < r_{гор}$), когда выполняется условие $h_1 h_2 \leqslant \frac{r\lambda}{18}$, хорошие результаты дает применение «квадратичной» формулы Б. А. Введенского:

$$E_д = \frac{2{,}18\sqrt{P_\Sigma G}\,h_1 h_2}{r^2\lambda},$$

где $E_д$ — действующее значение вектора напряженности электрического поля, *мв/м*;

P_Σ — мощность передатчика, *квт*;

G — коэффициент усиления передающей антенны.

Пример. Определить напряженность поля на удалении $r = 10$ *км* от передатчика, если $P_\Sigma = 25$ *вт*; $G = 20$; $\lambda = 1$ *м*; $h_1 = 25$ *м*; $h_2 = 10$ *м*.

Проверяем применимость формулы Б. А. Введенского к условиям примера:

$$h_1 h_2 = 250 м^2; \quad \frac{r\lambda}{18} = \frac{10 \cdot 10^3 \cdot 1}{18} \approx 555 \ м^2,$$

т. е. формулой пользоваться можно.

Подставляя соответствующие величины в расчетную формулу, получаем:

$$E_д = \frac{2{,}18 \sqrt{25 \cdot 10^{-3} \cdot 20} \cdot 25 \cdot 10}{10^2 \cdot 1} = 3{,}8 \ мв/м.$$

Напряженность поля не слишком далеко за пределами прямой видимости приближенно можно определить по дифракционной формуле

$$E_д = \frac{4{,}25 \sqrt{P_\Sigma G}\, h_1 h_2 f r_{гор}^{n-2}}{r^n},$$

где n — показатель степени затухания поля за горизонтом, зависящий от рабочей частоты f и определяемый по графику (рис. 5-15).

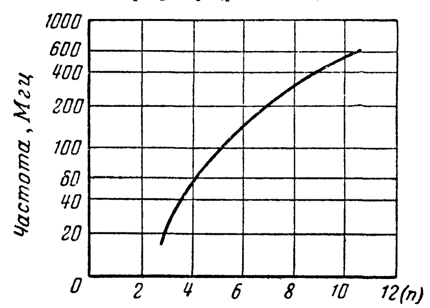


Рис. 5-15. График показателя степени затухания поля радиоволн за горизонтом.

Пример. Определить напряженность поля в месте приема, если при прочих равных условиях предыдущего примера $r = 40$ *км*.

Дальность прямой видимости

$$r_{гор} = 3{,}57 (\sqrt{25} + \sqrt{10}) \approx 29{,}1 \ км.$$

Поскольку $r > r_{гор}$, можно применить при расчете дифракционную формулу. Длине волны $\lambda = 1$ *м* соответствует частота $f = 300$ *Мгц*. По графику находим для $f = 300$ *Мгц* $n \approx 6$.

Подставляя требуемые величины в формулу, получаем:

$$E_д = \frac{4{,}25 \sqrt{25 \cdot 10^{-3} \cdot 20} \cdot 25 \cdot 10 \cdot 300 \cdot 29{,}1^4}{40^6} = 13 \ мкв/м.$$

Для того чтобы принять такой слабый сигнал, необходимо иметь высокочувствительный приемник и достаточно направленную антенну.

Однако во многих случаях на расстояниях от передатчика, в несколько раз и даже в несколько десятков раз превышающих дальность прямой видимости, систематически наблюдаются поля, напряженность которых значительно (иногда в сотни и тысячи раз) превосходит значения, получаемые в результате расчетов по классической дифракционной теории. Обычно прием сигналов на таких расстояниях обусловливается рассеянием радиоволн в нижних слоях тропосферы. В случае не очень направленных антенн, одинаковых на передающей и приемной сторонах, при условии, что ширина характеристики направленности антенн $\alpha^\circ > 0{,}044^\circ r$, напряженность поля далеко за пределами «прямой видимости» ориентировочно можно определить по формуле «рассеянного поля»

$$E_д \approx 3 \frac{\sqrt{P_\Sigma G}}{r^{3/2}}.$$

Пример. Определить напряженность поля на удалении 400 *км* от передатчика, если $P_\Sigma = 1$ *квт*, $G = 13$.

Антенна, обладающая $G = 13$, имеет ширину характеристики направленности около 40°. Условие применимости формулы ($40^\circ > 0{,}044^\circ \cdot 400 = 18^\circ$) соблюдается.

Подставляя данные примера в формулу, получаем:

$$E_д = 3 \frac{\sqrt{1 \cdot 13}}{400^{3/2}} \approx 1{,}4 \cdot 10^{-3} \ мв/м = 1{,}4 \ мкв/м.$$

Проведя аналогичный расчет по дифракционной формуле (принимая $h_1 = 25$ *м* и $h_2 = 10$ *м*), найдем $E_д \approx 0{,}2 \cdot 10^{-3}$ *мкв/м*, т. е. дифракционное поле в месте приема в несколько тысяч раз меньше поля, рассеянного в нижних слоях тропосферы.

Следует отметить, что максимальное расстояние возможного приема рассеянных в тропосфере УКВ может достигать 700—800 *км* и более (иногда до 1 000 *км*) в случае большой мощности передатчиков и применения высокочувствительных приемников Однако качество приема обычно получается невысоким вследствие фазовых сдвигов радиоволн, пришедших в точку приема из различных областей тропосферы. Это обстоятельство приводит к ограничению полосы частот, «пропускаемых» тропосферой. В случае слабонаправленных приемных антенн полосу «пропускания» тропосферы $\Delta f_{тр}$ (в мегагерцах) можно ориентировочно определить по формуле

$$\Delta f_{тр} = \frac{16{,}7}{r^3},$$

где r выражается в сотнях километров.

Пример. Оценить полосу пропускания тропосферы для радиолинии протяженностью $r = 400$ *км*, если приемная антенна имеет $\alpha = 40^\circ$.

Поскольку на приемной стороне применяется сравнительно слабонаправленная антенна, то

$$\Delta f_{тр} = \frac{16{,}7}{4^3} = 0{,}260 \ Мгц = 260 \ кгц.$$

В данном случае полоса пропускания тропосферы не позволяет удовлетворительно вести прием таких передач, как, например, прием телевидения.

Для увеличения полосы пропускания тропосферы приходится применять остронаправленные передающие и приемные антенны.

Прием слабых рассеянных сигналов обычно сопровождается более или менее глубокими замираниями («быстрыми» и «медленными»). Быстрые замирания с периодом, определяемым секундами или минутами, вызваны изменениями в положении и характере вихревых неоднородностей тропосферы, медленные замирания с периодом, определяемым часами, вызваны изменением степени рефракции (увеличение рефракции увеличивает амплитуду рассеянных сигналов и наоборот). С быстрыми замираниями можно успешно бороться, если принимать сигналы одновременно на две антенны, разнесенные на расстояние больше 10λ (антенны располагаются вдоль линии, перпендикулярной направлению приема).

На волнах короче 10 см начинает сказываться поглощение радиочастотной энергии в парах воды и кислороде

воздуха. По мере укорочения волны это поглощение резко возрастает. В условиях осадков возникают дополнительные потери энергии. Поэтому волны короче 10 *см* редко применяются в радиосвязи (правда, широко применяются в авиационной и корабельной радиолокации и т. п.).

На волнах длиннее 4—5 м наблюдаются интенсивные отражения от ионосферы в годы высокой солнечной активности (последний максимум ее был в 1957 г.). Но радиосвязи при этом носят неустойчивый характер.

Более устойчивый характер имеют радиосвязи за счет некоторого рассеяния метровых волн на неоднородностях нижних участков ионосферы. Для обеспечения надежности таких радиосвязей требуется применять передатчики мощностью в десятки киловатт и остронаправленные антенны.

Можно применять и не очень мощные передатчики в случае, если работа на линии радиосвязи ведется с перерывами, т. е. когда линия радиосвязи автоматически включается только на моменты «вспышек» ионосферы, вызванных действием метеорных ионизированных следов. Достоинством подобных линий радиосвязи следует считать отсутствие необходимости смены рабочих частот в течение суток и года.

Прием рассеянных в ионосфере полей УКВ сопровождается быстрыми и глубокими замираниями. Борьба с замираниями ведется путем приема сигналов на две (иногда на три) антенны, разнесенные друг относительно друга на расстояние, равное примерно 10λ. Наиболее хорошие результаты достигаются на трассах длиной 1 000—2 500 *км*. При расстояниях меньше 1 000 *км* от передатчика уровень рассеянных в ионосфере сигналов быстро падает.

5-5. ОСОБЕННОСТИ РАСПРОСТРАНЕНИЯ КОРОТКИХ ВОЛН (КВ)

Поверхностные волны на коротких волнах играют незначительную роль· явление дифракции выражено слабо, рассеяние этих волн в нижних участках тропосферы также не играет ощутимой роли.

Основными для диапазона КВ являются пространственные волны, основным отражающим слоем является для диапазона КВ слой F. Потери энергии на КВ в ионосфере невелики, если правильно выбрать рабочую волну. Поэтому в диапазоне КВ могут быть обеспечены радиосвязи практически на любые земные расстояния (при многократном отражении от ионосферы), причем для таких связей не требуется очень мощных передатчиков.

Условия прохождения коротких волн целиком определяются состоянием ионосферы, которое непрерывно изменяется от дня к ночи, от сезона к сезону, от года к году (в течение 11-летнего цикла солнечной активности).

Для радиосвязи на большие расстояния применяются в основном волны длиной от 10 до 100 *м*, причем волны от 10 до 25 *м* используются в дневные часы (при максимальной ионизации), волны от 35 до 50 *м* и более используются для радиосвязи в ночные часы (отсутствуют поглощающие нижние участки ионосферы на уровне слоя D, ионизация же верхних участков ионосферы ночью для этих волн достаточна), волны от 25 до 35 *м* применяются в сумеречное время. Вообще говоря, такое деление является условным; в зависимости от времени года, солнечной активности, географического расположения линии радиосвязи границы между данными поддиапазонами могут претерпевать изменения.

При расчете линий радиосвязи на КВ стремятся определить необходимый «набор» из наивыгоднейших волн и расписание перехода с одной рабочей волны на другую. После этого рассчитываются мощности передатчиков, а также тип передающей антенны.

Большую роль при расчете линий радиосвязи на КВ играет знание критических частот $f_{кр}$, которые измеряются на ионосферных станциях. В результате обработки измерений строятся ионосферные характеристики — графики, на которых представлена зависимость критических частот от времени суток, месяца, года (рис. 5-16). По этим графикам нетрудно определить наиболее выгодные частоты в различное время суток для данной широты. Для учета

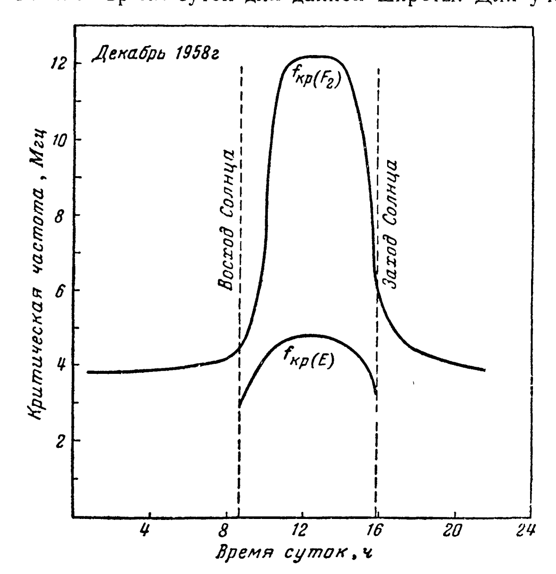


Рис. 5-16. Типичная ионосферная характеристика.

широтного изменения в состоянии ионосферы нужно иметь серию графиков, каждый из которых составлен для определенной широты.

Если радиосвязь ведется на небольшие расстояния (до 500—600 *км*), то оптимальную рабочую частоту (ОРЧ) выбирают близкой к $f_{кр}$, так как при этом угол возвышения близок к 90° (применяются соответствующие антенны с зенитным излучением):

$$ОРЧ \approx (0{,}85 \div 0{,}9)\, f_{кр}.$$

Часто приходится выбирать частоту, меньшую ОРЧ. Понижение частоты ограничивается ростом поглощения энергии в ионосфере, и наименьшая применимая частота (НПЧ) определяется мощностью передачика (для более мощных передатчиков можно выбрать меньшую НПЧ).

Для радиосвязей на расстояния больше 500—600 *км* максимальная применимая частота (МПЧ) увеличивается по сравнению с ОРЧ, причем это увеличение определяется по закону секанса, где угол φ (или θ) определяется простым геометрическим построением при известной протяженности линии связи. В соответствии с углом φ при этом следует ориентировать максимум излучения антенн, если они направленные.

Для приближенных расчетов линий радиосвязи на КВ в средних широтах можно пользоваться значениями критических частот, приведенными в табл. 5-2.

Таблица 5-2

Солнечная деятельность	Значение критической частоты, *Мгц*			
	Зима		Лето	
	День	Ночь	День	Ночь
Годы максимума	14	2	7	4
Годы минимума	8	2	6	4

Для более точных расчетов необходимо пользоваться ионосферными характеристиками.

При прохождении в ионосфере изменяется поляризация волны. Падающая плоско-поляризованная волна «выходит» из ионосферы поляризованной по эллипсу или кругу. Поэтому на КВ передающая антенна может быть горизонтальной, а приемная — вертикальной, и наоборот. Горизонтальные антенны дают больший эффект, так как атмосферные и индустриальные помехи имеют преимущественно вертикальную поляризацию и для таких антенн меньше влияние почвы.

5-6. ОСОБЕННОСТИ РАСПРОСТРАНЕНИЯ СРЕДНИХ ВОЛН (СВ)

В дневные часы СВ сильно поглощаются в ионосфере и пространственной волной можно пренебречь. Дальность действия поверхностной волны в сильной степени определяется длиной волны и проводимостью почвы Наименьшее поглощение получается на волнах, близких к 3 000 *м*, при распространении их над морем, а наибольшее — на волнах, близких к 200 *м*, при распространении их над сухой почвой (плохая проводимость). При мощности передатчика $P_\Sigma = 1$ *квт* в первом случае дальность действия достигает 1 500 *км*, а во втором только 100 *км*. Дальность действия мощных радиовещательных станций за счет поверхностной волны над сушей может достигать 1 000 *км* и более.

Ночью исчезает поглощающий СВ слой D и большое, часто основное, значение начинают играть пространственные волны. Ночью мощные передатчики СВ могут приниматься на расстояниях до 4 000—5 000 *км*. При этом в зоне одновременного приема пространственной и поверхностной волн возникают довольно частые и глубокие замирания. Несколько меньшую роль замирания играют вне области действия поверхностных волн.

Условия радиосвязи на СВ зимой лучше, чем летом, так как зимой уменьшаются ионизация нижних участков ионосферы и уровень атмосферных помех, создаваемых грозовыми электрическими разрядами в тропосфере. В городах прием на СВ сильно зависит от уровня промышленных помех.

5-7. ОСОБЕННОСТИ РАСПРОСТРАНЕНИЯ ДЛИННЫХ ВОЛН (ДВ)

На ДВ хорошо выражены и поверхностная и пространственная волны (как днем, так и ночью). Однако в связи с тем, что даже лучи с углами возвышения, близкими к 90°, отражаются от ионосферы (днем на уровне слоя D, ночью на уровне слоя E), основную роль играют пространственные волны.

Условия распространения ДВ практически не зависят от сезона, уровня солнечной активности и не сильно зависят от времени суток (уровень сигналов ночью несколько больше) В связи с большим поглощением энергии ДВ в ионосфере для радиосвязей на большие расстояния (при использовании многократного отражения волн от ионосферы и Земли) требуется иметь весьма мощные передатчики.

Кроме того, для получения достаточных мощностей излучения на ДВ приходится применять антенны очень больших размеров. Частотная «вместимость» диапазона ДВ крайне мала Все это определяет незначительную область их применения.

ГЛАВА ШЕСТАЯ

АНТЕННО-ФИДЕРНЫЕ УСТРОЙСТВА

6-1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

А н т е н н о й называется устройство, предназначенное для излучения радиоволн на передающей стороне (передающая антенна) или для извлечения энергии из поля радиоволн на приемной стороне (приемная антенна) На основании принципа взаимности, доказываемого в теории антенн, любая передающая антенна при использовании ее в качестве приемной (и наоборот), сохраняет свои основные характеристики (такие, как направленное действие, диапазонность и др) Конструктивно передающие и приемные антенны иногда имеют различия.

Всякое тело, по которому текут переменные токи, излучает электромагнитные волны, и наоборот, во всяком теле падающая на него электромагнитная волна возбуждает переменные токи Однако оба действия зависят от соотношения между размером антенны и рабочей длиной волны. При этом хотя бы один из размеров антенны (например, ее высота) должен быть не очень мал по сравнению с длиной волны. Обычно считают, что провод, длина которого меньше $^1/_{10}$ длины волны, малоэффективен как антенна. При прочих равных условиях мощность излучения провода увеличивается пропорционально квадрату частоты питающего тока.

Современная радиоэлектронная аппаратура работает в диапазоне волн длиной от миллиметров до десятков тысяч метров. Конструктивные особенности антенны в сильной степени зависят от диапазона волн, в котором она должна работать. По назначению антенны делятся на следующие группы:

1) антенны радиовещательных станций,
2) антенны станций радиосвязи;
3) телевизионные антенны;
4) антенны, применяемые в радиолокации и радиотелемеханике;

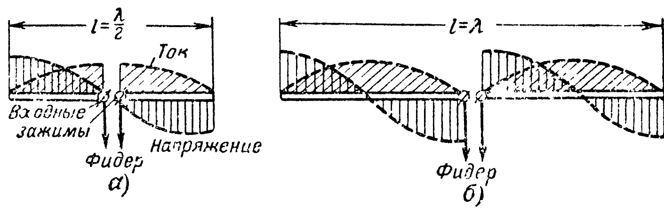


Рис. 6-1. Симметричный вибратор.
а — полуволновый, *б* — длиной в волну.

5) антенны, применяемые в радиоастрономии.

Каждая из этих групп может содержать антенны различного конструктивного выполнения, причем основными излучающими (принимающими) элементами любой антенны, как правило, являются с и м м е т р и ч н ы е или н е с и м м е т р и ч н ы е вибраторы.

Симметричный вибратор (рис. 6-1) состоит из двух проводников одинаковой длины, между которыми включается ф и д е р, т е. питающая линия, соединяющая антенну с передатчиком или приемником. Наиболее часто

применяется симметричный вибратор длиной l в половину длины волны λ, называемый полуволновым (рис. 6-1, *а*).

Вследствие отражения тока и напряжения у концов проводов антенн, если только они не имеют специально включенных нагрузок, вдоль проводов устанавливается стоячая волна тока и напряжения (см. стр. 62). Вдоль полуволнового вибратора «укладывается» полуволна тока и напряжения (рис. 6-1, *а*), а вдоль вибратора длиной в волну — волна тока и напряжения (рис. 6-1, *б*). При этом на концах ненагруженных проводов антенн устанавливается узел тока (пучность напряжения). На входных зажимах получается некоторое искажение в распределении тока и напряжения из-за влияния нагрузки, оказываемой фидером (например, напряжение на зажимах полуволнового вибратора не равно нулю).

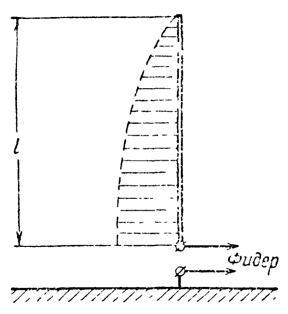


Рис. 6-2. Несимметричный вибратор.

Несимметричный вибратор (рис. 6-2) имеет один проводник, подсоединенный к передатчику (приемнику). Один из зажимов последнего соединяется с землей (противовесом).

6-2. ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПЕРЕДАЮЩИХ АНТЕНН

Коэффициентом полезного действия (к. п. д.) антенны η_A называется отношение излучаемой мощности P_Σ к полной мощности, поступающей в антенну, превышающей P_Σ на величину мощности потерь $P_п$,

$$\eta_A = \frac{P_\Sigma}{P_\Sigma + P_п}.$$

Сопротивление излучения антенны R_Σ (в омах) представляет параметр, имеющий размерность сопротивления и связывающий излучаемую мощность (в ваттах) с током (в амперах), протекающим через какую-либо точку антенны,

$$R_\Sigma = \frac{P_\Sigma}{I_A^2}.$$

Обычно R_Σ определяют по отношению к участку антенны, в котором ток имеет максимальную амплитуду (пучность), или же по отношению к входным зажимам. Величина R_Σ зависит от размеров антенны по сравнению с длиной волны, формы антенны и других факторов. Увеличение длины уединенного симметричного вибратора до $l = \lambda$ ведет к увеличению сопротивления излучения (рис 6-3).

Вообще говоря, сопротивление излучения имеет комплексный характер, т. е. наряду с активной составляющей R_Σ имеет реактивную составляющую X_Σ. Для тонкого полуволнового вибратора

$$z_\Sigma = 73{,}1 + j42{,}5 \ [ом].$$

С увеличением диаметра вибратора величина X_Σ падает. Комплексный характер сопротивления излучения свидетельствует о том, что длина $l = \lambda/2$ не является резонансной длиной вибратора. Для настройки в резонанс

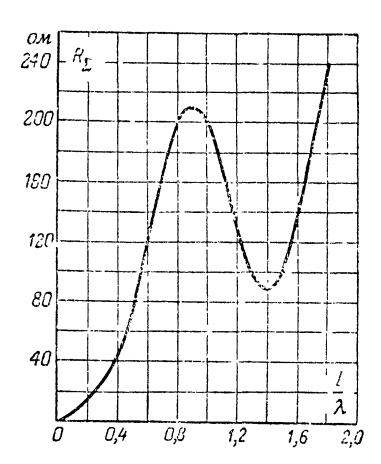


Рис. 6-3. Зависимость сопротивления излучения симметричного вибратора от относительной длины.

реактивную часть сопротивления излучения компенсируют укорочением вибратора на 5—7%. Величина укорочения Δ зависит от толщины вибратора (рис. 6-4).

Для несимметричных вибраторов, имеющих $l < \frac{\lambda}{4}$, сопротивление излучения (в омах) может быть подсчитано по формуле

$$R_\Sigma = 1\,600 \left(\frac{l_д}{\lambda}\right)^2,$$

где $l_д$ — действующая длина антенны (см. стр. 88).

Величина сопротивления излучения вибраторов изменяется при расположении их вблизи других предметов, в том числе вблизи других вибраторов и земли.

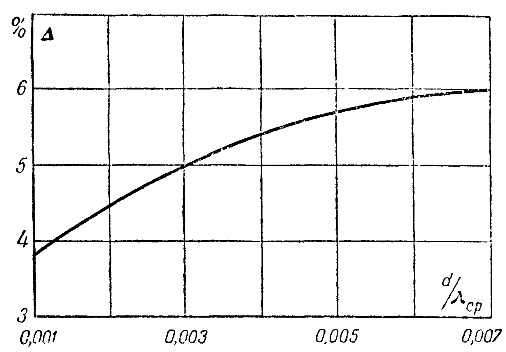


Рис. 6-4. Зависимость величины укорочения полуволнового вибратора от его толщины.

Полное активное сопротивление антенны R_A складывается из сопротивления излучения и сопротивления потерь $R_п$, характеризующих затраты энергии на нагрев проводов и изоляторов, в земле и системах заземления,

$$R_A = R_\Sigma + R_п.$$

Если полное сопротивление вычислено относительно тока на зажимах антенны, то оно называется входным сопротивлением антенны ($R_{A.вх}$).

Величина $R_п$ зависит от конструкции антенны и диапазона волн, в котором она используется. При укорочении длины волны $R_п$ уменьшается. На длинных и средних волнах основными потерями являются потери в земле, меньшую роль играют потери на тепло в проводах и изоля-

терах На волнах короче нескольких метров величиной $R_п$ часто можно пренебречь.

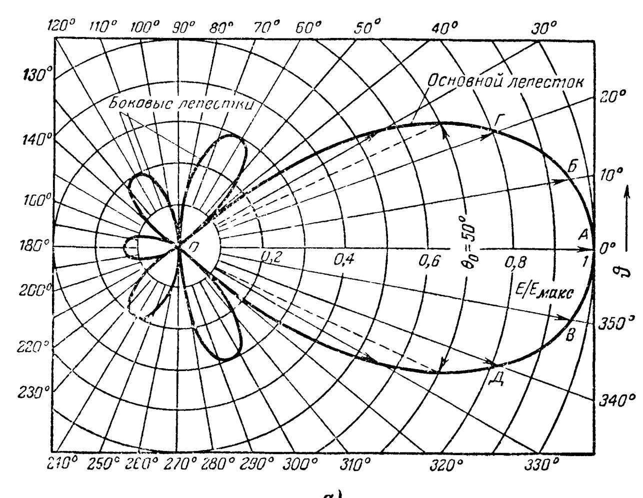
Полная мощность, поступающая в антенну, может быть представлена как

$$P_A = P_\Sigma + P_п = I_A^2 (R_\Sigma + R_п),$$

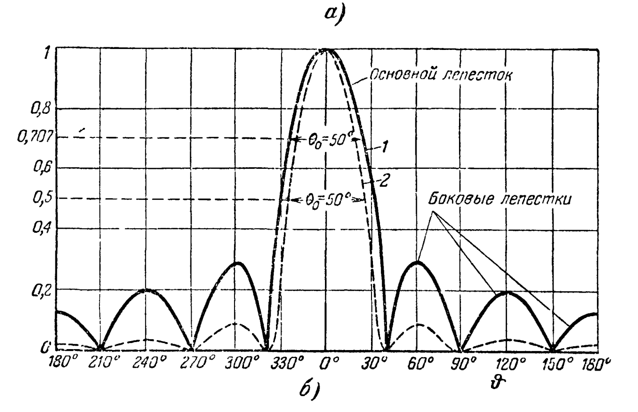
а к. п. д. антенны как

$$\eta_A = \frac{R_\Sigma}{R_\Sigma + R_п}.$$

Характеристика (диаграмма) направленности антенны представляет математическую или соответствующую гра-



а)



б)

Рис. 6-5. Характеристика направленности антенны.

а — в полярной системе координат; *б* — в прямоугольной системе координат (*1* — по напряженности поля; *2* — по мощности).

фическую зависимость амплитуды создаваемого сигнала от направления. Графическое изображение характеристики направленности имеет форму той или иной поверхности. Но в большинстве случаев направленное действие антенны можно оценить с помощью плоских кривых, изображающих характеристику направленности в двух основных плоскостях: горизонтальной и вертикальной (по отношению к земной поверхности).

На рис. 6-5 дана для примера характеристика направленности одной из антенн, построенная в полярных и прямоугольных координатах.

Характеристика, построенная в полярных координатах (рис. 6-5, *а*), обладает наглядностью, но для весьма направленных антенн по ней трудно производить отсчеты. В этом случае характеристики строятся в прямоугольных координатах Направление максимальной интенсивности сигнала совмещено с началом отсчета углов поворота антенны. Обычно характеристики направленности нормируются, т. е. в направлении радиусов-векторов (на рис. 6-5, *а* — *ОА*, *ОБ*, *ОВ* и т. д.) откладывается относительная величина интенсивности сигнала (по отношению к максимальному значению). Характеристики направленности строятся по напряженности электрического поля E (рис. 6-5, *а*) или по его мощности (рис. 6-5, *б*, пунктирная линия).

Лепесток характеристики направленности, соответствующий направлениям максимального излучения, называется основным, другие лепестки называются боковыми. Для оценки направленных свойств антенны пользуются понятием ширины характеристики направленности по половине мощности, подразумевая под ней угол, в пределах которого плотность потока мощности, излучаемой антенной, не падает ниже 50% от максимальной. Если характеристика направленности построена по мощности поля, то ее ширину определяют на уровне 0,5 относительной интенсивности сигнала, если же характеристика построена по напряженности поля, то ее ширину надо определять на уровне 0,707. Характеристика направленности, приведенная на рис. 6-5, обладает шириной 50°.

Коэффициентом направленного действия (к. н. д.) антенны D называется число, показывающее, во сколько раз нужно было бы увеличить мощность передатчика в случае использования ненаправленной (изотропной) антенны вместо данной направленной, чтобы интенсивность сигнала в точке приема осталась неизменной.

Если известны математическая запись характеристики направленности антенны по напряженности поля $F_A(\varphi, \vartheta)$, где обычно φ — угол в горизонтальной плоскости, а ϑ — угол в вертикальной плоскости или же отсчитываемый от оси вибратора, а также величина сопротивления излучения антенны в пучности тока $R_{\Sigma п}$, то к. н. д. в любом направлении определяется по формуле

$$D = \frac{120 F_A^2(\varphi, \vartheta)}{R_{\Sigma п}}.$$

Пример. Найти к. н. д. полуволнового вибратора в направлении максимума излучения и в направлении, отстоящем на 30° от максимума (в плоскости, проходящей через ось вибратора).

В плоскости, проходящей через ось полуволнового вибратора, характеристика направленности имеет вид:

$$F_A(\vartheta) = \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2}\cos\vartheta\right)}{\sin\vartheta},$$

где ϑ — угол, отсчитываемый от оси вибратора.

В плоскости, перпендикулярной оси вибратора, он излучает во всех направлениях одинаково, т. е. $F(\varphi) = 1$.

Для направления максимума излучения

$$E_A(\vartheta) = \frac{\cos\left(\frac{3,14}{2}\cos 90°\right)}{\sin 90°} = 1,$$

а так как $R_{\Sigma_п} = 73,1$ *ом*, то

$$D_{макс} = \frac{120 \cdot 1^2}{73,1} = 1,64.$$

Для направления излучения $\vartheta = 60°$

$$D = \frac{120}{73,1}\left[\frac{\cos\left(\frac{3,14}{2}\cos 60°\right)}{\sin 60°}\right]^2 = 1,07$$

Рассмотренный пример показывает, что на радиолиниях с направленными антеннами важно достаточно точно ориентировать их максимумом излучения на корреспондента.

Если известна ширина характеристики направленности антенны в горизонтальной (Φ_0) и вертикальной (θ_0) плоскостях, то к. н. д. может быть найден приближенно по формуле

$$D \approx \frac{22\,000}{\Phi_0^\circ \theta_0^\circ}.$$

Часто к. н д. переводят в децибелы

$$D_{\partial б} = 10 \lg D;$$

в этом случае к. н. д. обычно называют **в ы и г р ы ш е м а н т е н н ы**.

Пример. Найти выигрыш антенны, обладающей $D=100$

$$D_{\partial б} = 10 \lg 100 = 20 \; \partial б.$$

Коэффициентом усиления антенны G называется произведение к. н. д. антенны на ее к. п. д.

Коэффициент усиления является более полным параметром антенны по сравнению с к. н. д., так как он учитывает наряду с направленным действием и мощность, бесполезно теряемую в антенне.

Частотная характеристика антенны и полоса пропускаемых частот. Антенна как колебательная система обладает избирательностью. В рабочем диапазоне частот антенна должна сохранять эффективность излучения, а также направленные свойства. Различают ш и р о к о п о л о с н ы е а н т е н н ы, предназначенные для работы на одной несущей частоте, но обеспечивающие неискаженное излучение сигналов с достаточно широкой полосой, которая в некоторых случаях (телевизионные, радиолокационные и другие антенны) достигает нескольких мегагерц, и д и а п а з о н н ы е а н т е н н ы, которые в состоянии работать на нескольких несущих частотах с необходимой широкополосностью.

Диапазонность (широкополосность) антенн оценивается с помощью ч а с т о т н ы х х а р а к т е р и с т и к, представляющих собой зависимость величины k_f от частоты, причем k_f определяется по формуле

$$k_f = \frac{I_{Af}}{I_{A0}} \cdot \frac{F_{Af}(\varphi, \vartheta)}{F_{A0}(\varphi, \vartheta)},$$

где индексами f и 0 обозначены ток и характеристика направленности антенны при данной частоте и резонансе соответственно.

На рис. 6-6 представлена резонансная характеристика полуволнового вибратора длиной $l = 20$ *м* (резонансная частота $f_0 = 7,5$ *Мгц*), имеющего волновое сопротивление $\varrho_A = 500$ *ом*. Так как полуволновый вибратор является слабонаправленной антенной, то изменением характеристики направленности при изменении частоты можно пренебречь На уровне 0,707 от максимального значения I_{Af}/I_{A0} определяется полоса пропускания частот антенны $2\Delta f$, которая в данном случае составляет 1,25 *Мгц*.

Подсчет полосы пропускания частот (в мегагерцах) вибраторных антенн ведется по формуле

$$2\Delta f = 0,64 \cdot 10^6 \frac{f_0 R_{A.п}}{\varrho_A \frac{l}{\lambda}},$$

где $R_{A.\,п}$ — полное сопротивление антенны, отнесенное к пучности тока.

Пример. Определить полосу пропускания частот полуволнового вибратора и симметричного вибратора длиной в волну, если $\lambda = 10$ *м*, а $\varrho_A = 600$ *ом*. Резонансная частота для обоих вибраторов одинакова и равна:

$$f_0 = \frac{300}{\lambda} = \frac{300}{10} = 30 \;\; Мгц$$

Пренебрегая потерями, приравниваем $R_{A.п} = R_{\Sigma п}$. Для полуволнового вибратора $R_{\Sigma п} = 73,1$ *ом*, а для вибратора длиной в волну $R_{\Sigma п} \approx 200$ *ом* (см. график

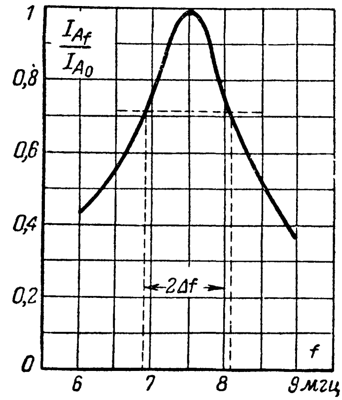


Рис. 6-6. Частотная характеристика антенны.

на рис. 6-3). Резонансная длина полуволнового вибратора $l_{\lambda/2} = 0,95\frac{\lambda}{2} = 0,95 \cdot 5 = 4,75$, а вибратора длиной в волну $l_\lambda = 0,95\lambda = 0,95 \cdot 10 = 9,5$ *м*.

Полоса пропускания частот полуволнового вибратора

$$2\Delta f = 0,64 \cdot \frac{30 \cdot 73,1}{600 \cdot \frac{4,75}{10}} \approx 4,9 \;\; Мгц,$$

а вибратора длиной в волну

$$2\Delta f = 0,64 \cdot \frac{30 \cdot 200}{600 \cdot \frac{9,5}{10}} \approx 6,75 \;\; Мгц.$$

Данный пример показывает, что увеличение длины вибратора при прочих равных условиях приводит к росту полосы пропускания частот (увеличивается $R_{\Sigma п}$).

При необходимости иметь большую ширину полосы пропускания частот в случае применения полуволнового вибратора применяют многоэлементные вибраторы (рис. 6-7), обладающие величиной $R_\Sigma = n^2 R_\Sigma(\lambda/2)$, где n — число вибраторов, а $R_\Sigma(\lambda/2) = 73,1$ *ом*. Наиболее часто применяется петлевой вибратор Пистолькорса ($n = 2$, $R_\Sigma \approx 290$ *ом*). Для условий предыдущего примера полоса пропускания частот петлевого вибратора $2\Delta f = 19,5$ *Мгц*, т. е. примерно в 4 раза больше по сравнению с полосой пропускания частот одиночного полуволнового вибратора.

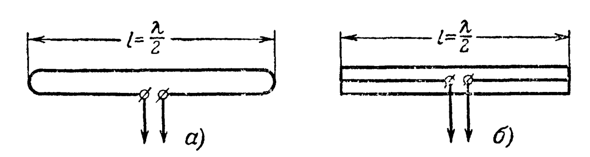


Рис. 6-7. Многоэлементные вибраторы.
а — петлевой вибратор Пистолькорса; *б* — тройной вибратор.

Волновое сопротивление антенны ϱ_A является важным параметром, в значительной степени определяющим ее диапазонность. Расчет величины ϱ_A (в омах) производится методами теории длинных линий. Для одиночного цилиндрического проводника длиной l, к которому может быть отнесен несимметричный вибратор,

$$\varrho_A = 60\left(\ln\frac{2l}{d} - 1\right),$$

где d — диаметр проводника.

Для симметричного вибратора

$$\varrho_A = 120\left(\ln\frac{2\lambda}{\pi d} - 0{,}577\right).$$

Пример. Определить волновое сопротивление полуволнового вибратора при толщине 2 и 6 *см*, если $\lambda = 5$ *м*.

При $d = 2$ *см*

$$\varrho_A = 120\left(\ln\frac{2\cdot5}{3{,}14\cdot0{,}02} - 0{,}577\right) \approx 540 \text{ ом}.$$

При $d = 6$ *см*

$$\varrho_A \approx 400 \text{ ом}.$$

Таким образом, увеличение толщины вибраторов антенн приводит к уменьшению их волнового сопротивления, и, следовательно, к увеличению диапазонности

6-3. ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПРИЕМНЫХ АНТЕНН

Если схема включения передатчика в антенну точно соответствует схеме включения приемника в антенну, то знание характеристик данной передающей антенны позволяет на основании принципа взаимности однозначно определить соответствующие показатели этой антенны, примененной в качестве приемной. Другими словами, характеристика направленности, полное входное сопротивление, волновое сопротивление, частотная и другие характеристики и показатели данной передающей антенны остаются теми же, если ее применить в качестве приемной.

Важным параметром приемной антенны является ее д е й с т в у ю щ а я д л и н а (высота) $l_д$, которая равна длине воображаемой антенны, обладающей одинаковой по сравнению с данной реальной антенной способностью принимать радиоволны, но в которой ток по всей длине равен эффективному значению тока в пучности $I_{А.п}$ реальной антенны (рис. 6-8). Понятие о действующей высоте при расчете передающих антенн в настоящее время применяется редко.

Из определения следует, что площадь, ограниченная реальной антенной с геометрической длиной (высотой) l и кривой распределения тока равна площади прямоугольника с основанием $I_{А.п}$ и высотой $l_д$ (рис. 6-8).

Для симметричного вибратора

$$l_д = \frac{\lambda}{\pi}\,\mathrm{tg}\,\frac{\pi l}{2\lambda}.$$

Пример. Определить величину $l_д$ полуволнового вибратора, если $\lambda = 10$ *м* ($l = 5$ *м*).

$$l_д = \frac{\lambda}{\pi}\,\mathrm{tg}\,\frac{\pi}{2\lambda}\cdot\frac{\lambda}{2} = \frac{\lambda}{\pi} = \frac{10}{\pi} = 3{,}18 \text{ м}.$$

Для антенны длиной $l \ll \lambda$

$$l_д = \frac{l}{2}.$$

При известном значении $l_д$ (в метрах) нетрудно определить э. д. с. приемной антенны E_A (в вольтах), возникающую под действием электрического поля радиоволны напряженностью E_0 (в вольтах на метр),

$$E_A = E_0 l_д F_A\ (\varphi,\ \vartheta),$$

где $F_A\ (\varphi,\vartheta)$ — характеристика направленности по напряженности поля.

Понятие о действующей длине антенны удобно для вибраторных антенн размером не более $\lambda/4$ (для «длинных»

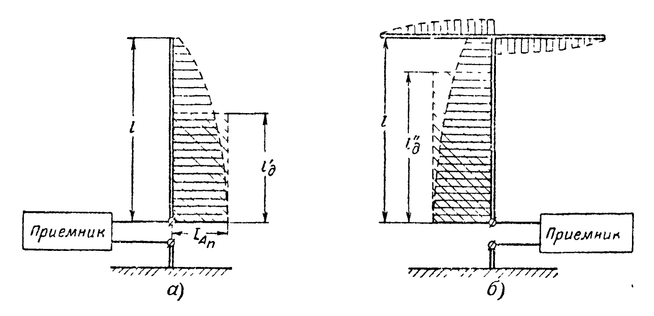


Рис. 6-8. К объяснению действующей длины антенны.
а — вертикальная антенна; *б* — вертикальная антенна с емкостной нагрузкой на вершине $\left(l_д' < l_д''\right)$.

антенн применение понятия о действующей длине приводит к ошибкам). Для многовибраторных и других сложных антенн более удобным является понятие об их э ф ф е к т и в н о й п л о щ а д и $A_э$, определяющей ту часть площади фронта волны, с которой антенна «извлекает» радиочастотную энергию.

Понятие об эффективной площади применимо и для одновибраторных антенн, и величина ее может быть определена при известной величине $l_д$ по формуле

$$A_э = \frac{30\pi l_д^2 F^2(\varphi,\vartheta)}{R_{\Sigma п}}.$$

Пример. Определить величину $A_э$ полуволнового вибратора в направлении максимума приема по данным предыдущего примера.

$$A_э = \frac{30\pi\left(\frac{\lambda}{\pi}\right)^2}{R_{\Sigma п}} = \frac{30\lambda^2}{\pi R_{\Sigma п}} = \frac{30\cdot10^2}{3{,}14\cdot73{,}1} \approx 13 \text{ м}^2.$$

Для сложных антенн величина $A_э$ связана с их геометрической площадью S_A:

$$A_э = k_A S_A,$$

где $k_А$ — коэффициент использования площади, зависящий от характера распределения тока на поверхности (на вибраторах) антенны и от точности выполнения антенны (для значительной части направленных антенн $k_А \approx \approx 0,8$).

Если известна величина $A_э$, то можно определить к. н. д. антенны (и наоборот) по формуле

$$A_э = \frac{D\lambda^2}{4\pi}.$$

Мощность сигналов на входе приемника равна:

$$P_А = \frac{E_0^2}{120\pi} A_э.$$

Пример. Определить величину $P_А$, если напряженность поля у антенны $E_0 = 15$ *мв/м*, а $A_э = 20$ *м*².

$$P_А = \frac{(15 \cdot 10^{-3})^2}{120 \cdot 3,14} 20 \approx 12 \cdot 10^{-6} \textit{вт}.$$

6-4. СОГЛАСОВАНИЕ АНТЕННЫ С ФИДЕРНОЙ ЛИНИЕЙ И НАСТРОЙКА АНТЕННЫ

Согласованием называется обеспечение в фидерной линии режима бегущей волны (см стр. 62), при котором линия отдает в антенну (или получает от нее) наибольшую мощность Вообще говоря, согласование необходимо выполнять в местах сочленения антенны с фидером и фидера с выходом передатчика или входом приемника. Последнее обычно выполняется в процессе производства.

Антенна является нагрузкой фидерной линии и в общем случае обладает комплексным входным сопротивлением

$$Z_{А.вх} = R_{А.вх} + jX_{А.вх},$$

где $R_{А.вх}$ — активная часть входного сопротивления;
$X_{А.вх}$ — реактивная часть входного сопротивления.

Для согласования антенны с фидером необходимо, чтобы

$$R_{А.вх} = \varrho_ф, \text{ а } X_{А.вх} + X_н = 0,$$

где $\varrho_ф$ — волновое сопротивление фидера;
$X_н$ — реактивное сопротивление органов настройки.

Настройка антенны. Антенна, у которой $X_{А.вх} = 0$, называется настроенной. Наиболее длинная волна, для которой $X_{А.вх} = 0$ (без органов настройки), называется с о б с т в е н н о й д л и н о й в о л н ы а н т е н н ы λ_0. Если рабочая длина волны $\lambda > \lambda_0$, то $X_{А.вх}$ имеет емкостный, а если $\lambda < \lambda_0$, то $X_{А.вх}$ — индуктивный характер.

Сущность настройки антенны заключается в компенсации ее реактивного сопротивления путем изменения длины антенны (укорочения или удлинения) или включения в антенну настраивающих элементов (катушек индуктивности или конденсаторов). На длинных волнах вследствие малости отношения l/λ реактивная часть входного сопротивления антенны имеет емкостный характер, и для настройки в антенну включают катушки индуктивности, называемые у д л и н и т е л ь н ы м и, так как они увеличивают λ_0. На средних волнах отношение l/λ в ряде случаев может стать таким, что $X_{А.вх}$ имеет индуктивный характер. При этом для настройки в антенну включают конденсаторы, называемые укорачивающими, так как они уменьшают λ_0. Изменяя индуктивность или емкость настраивающих элементов, добиваются равенства $\lambda = \lambda_0$.

Если известна длина пути тока в антенне l_0, то можно ориентировочно определить величину λ_0 с помощью волнового коэффициента q_0 (табл. 6-1).

Пример. Найти λ_0 и $X_{А.вх}$ Т-образной антенны, имеющей $l = 25$ *м*; $b = 10$ *м*, $\varrho_А = 500$ *ом*; $\varrho_г = 400$ *ом*, если $\lambda = 500$ *м*.

Поскольку горизонтальная часть антенны развита несильно, выбираем $q_0 = 6$, откуда

$$\lambda_0 = 6\left(l + \frac{b}{2}\right) = 6\left(25 + \frac{10}{2}\right) = 180 \ \textit{м} < \lambda$$

Следовательно, $X_{А.вх}$ имеет емкостный характер и равно:

$$X_{А.вх} = 500 \operatorname{ctg}\left(\frac{2\pi}{500} 25 + \frac{2\pi}{\lambda} b_{экв}\right).$$

Величину $\frac{2\pi}{\lambda} b_{экв}$ определим из соотношения

$$\operatorname{ctg}\frac{2\pi}{\lambda} b_{экв} = \frac{\varrho_г}{2\varrho_А} \operatorname{ctg}\frac{\pi}{\lambda} b = \frac{400}{2 \cdot 500} \operatorname{ctg}\frac{3,14}{500} 10 =$$

$$= \frac{2}{5} \operatorname{ctg} 3°36' = 6,35.$$

Из тригонометрических таблиц находим:

$$\frac{2\pi}{\lambda} b_{экв} \approx 8°.$$

Тогда $X_{А.вх} = 500 \operatorname{ctg}(18° + 8°) = 1\,000$ *ом*.

Включаемая для настройки антенны катушка с индуктивностью $L_А$ может быть рассчитана по формуле

$$L_А = \frac{X_{А.вх}\lambda}{1\,880} = \frac{1\,000 \cdot 500}{1\,880} = 252 \ \textit{мкгн}$$

Расчет необходимой емкости (в пикофарадах) укорачивающего конденсатора проводят по формуле

$$C_А = \frac{\lambda}{5\,300 X_{А.вх}}.$$

На коротких и ультракоротких волнах настройку значительной части антенн проводят изменением длины антенны, как, например, в случае полуволновых вибраторов (рис. 6-4).

Таблица 6-1

Расчет собственной длины волны и реактивного сопротивления антенны

Тип антенны	Схема антенны	Длина пути тока l_0	Волновой коэффициент q_0	Собственная длина волны $\lambda_0 = q_0 l_0$	Реактивное сопротивление $X_{А.вх}$
Вертикальная $\left(l < \frac{\lambda}{3}\right)$		l	4	$4l$	$\varrho_А \operatorname{ctg}\frac{2\pi}{\lambda} l$, где $\varrho_А$ — волновое сопротивление вертикального провода

Продолжение табл. 6-1

Тип антенны	Схема антенны	Длина пути тока l_0	Волновой коэффициент q_0	Собственная длина волны $\lambda_0 = q_0 l_0$	Реактивное сопротивление $X_{A\,вх}$
Г-образная		$l+b$	4,5—6	$4{,}5\div6\,(l+b)$	$\varrho_A \operatorname{ctg}\left(\frac{2\pi}{\lambda}\,l+\frac{2\pi}{\lambda}\,b_{экв}\right)$, где $\frac{2\pi}{\lambda}\,b_{экв}=\operatorname{arc\,ctg}\left(\frac{\varrho_г}{\varrho_A}\operatorname{ctg}\frac{2\pi}{\lambda}\,b\right)$; $\varrho_г$ — волновое сопротивление горизонтального провода
Т-образная		$l+\frac{b}{2}$	5—8	$5\div8\left(l+\frac{b}{2}\right)$	$\varrho_A \operatorname{ctg}\left(\frac{2\pi}{\lambda}\,l+\frac{2\pi}{\lambda}\,b_{экв}\right)$, где $\frac{2\pi}{\lambda}\,b_{экв}=\operatorname{arc\,ctg}\left(\frac{\varrho_г}{2\varrho_A}\operatorname{ctg}\frac{\pi}{\lambda}\,b\right)$
Зонтичная		$l+\frac{b}{2}$	8—10	$8\div10\left(l+\frac{b}{2}\right)$	То же

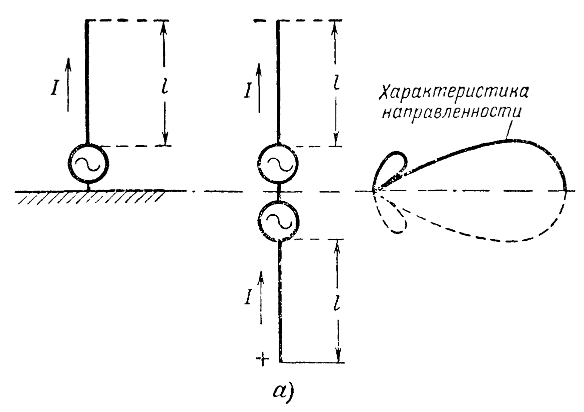
Примечание. Меньшие значения q_0 выбираются при небольших размерах (по сравнению с размерами вертикальной части) горизонтальных частей антенны. Наибольшие значения выбираются в случае $b \geqslant l$.

6-5. ВЛИЯНИЕ ЗЕМЛИ НА РАБОТУ АНТЕНН

В большинстве случаев на работу антенн оказывает влияние земная поверхность или другие поверхности (фюзеляж самолета, палубы корабля и т. д.). При этом в зависимости от длины волны земля может рассматриваться как проводник (на волнах длиннее 100 *м*) или как диэлектрик (на ультракоротких волнах) и по-разному влияет на свойства антенн.

Особенно важно учитывать влияние земли на свойства несимметричных вибраторов, в работе которых земля участвует непосредственно: заземление антенны предусматривает хорошие проводящие свойства земли. В противном случае возникают значительные диэлектрические потери энергии. Поэтому часто приходится искусственно увеличивать проводимость близлежащих к антенне участков земли, например, укладывая провода заземления.

Важно также учитывать влияние земли на характеристики направленности антенн и их сопротивление излучения. Это влияние учитывают методом построения «зеркальных изображений» вибраторов антенн, используя следующее положение: действие вибратора, расположенного над идеально проводящей плоской земной поверхностью, равно совместному действию в свободном пространстве этого вибратора и его зеркального изображения с теми же размерами и источником питания, причем заряды в вибраторе зеркального изображения противоположны по знаку зарядам в действительном вибраторе (рис. 6-9). Вследствие этого направление тока в зеркальном изображении вертикального вибратора совпадает, а в зеркальном изображении горизонтального вибратора, расположенного параллельно поверхности земли, противоположно направлению тока в действительном вибраторе.



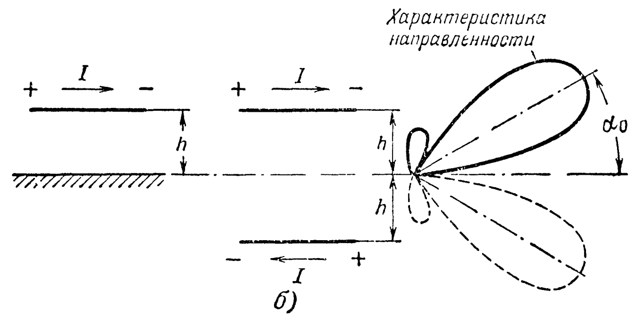


Рис. 6-9. К объяснению метода «зеркальных изображений» *а* — случай вертикального вибратора; *б* — случай горизонтального вибратора.

Влияние на характеристику направленности

В случае заземленного вертикального вибратора вследствие синфазности излучения действительного и «зеркального» вибраторов в направлении поверхности земли, при одинаковой длине путей волн от соответствующих точек обоих вибраторов, имеет место максимум излучения (рис. 6-9, *а*). В случае горизонтально расположенного

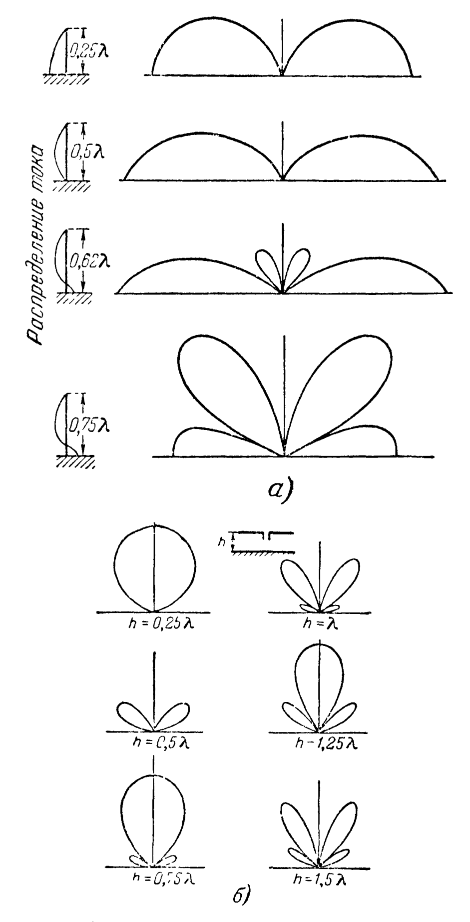


Рис. 6-10. Влияние земли на характеристику направленности антенны.

а — вертикальная заземленная антенна; *б* — горизонтальная антенна.

вибратора, его излучение противофазно излучению зеркального вибратора и в направлении поверхности земли волны вибраторов взаимно компенсируют друг друга, т. е. излучение отсутствует, а максимум излучения направлен под некоторым углом к поверхности земли, зависящим от высоты h (рис. 6-9, *б*).

Если известна математическая запись характеристики направленности антенны для свободного пространства, то учет влияния земли ведется добавлением в формулы множителей: $F_{з.\,в}(\alpha) = 2\cos\left(\frac{2\pi}{\lambda}h\cos\alpha\right)$ (для вертикальных антенн),

где h — высота центра антенны над землей;

α — угол между поверхностью земли и данным направлением;

$F_{з.\,г}(\alpha) = 2\sin\left(\frac{2\pi}{\lambda}h\cos\alpha\right)$(для горизонтальных антенн)

На рис. 6-10, *а* представлена характеристика направленности заземленной вертикальной антенны в зависимости от ее размеров по сравнению с λ, а на рис 6-10, *б* — характеристика направленности горизонтальной антенны в зависимости от отношения h/λ.

В соответствии с характером влияния земли на характеристику направленности горизонтальные антенны обладают преимуществами при применении на коротковолновых магистральных линиях радиосвязи, так как отраженные от ионосферы радиоволны приходят под углом 10—20° к горизонту.

Влияние на сопротивление излучения

Метод «зеркальных изображений» позволяет определить сопротивление излучения R_Σ несимметричных вибраторов по известным его значениям для симметричных вибраторов, расположенных в свободном пространстве. Несимметричный вибратор длиной l и э. д. с. E заме-

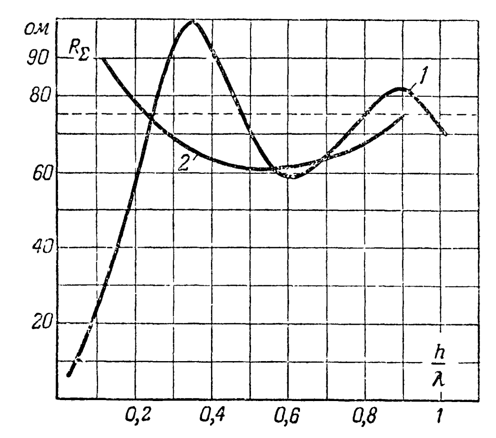


Рис. 6-11. Влияние земли на сопротивление излучения полуволнового вибратора.

а — горизонтальный вибратор; *б* — вертикальный вибратор.

няется симметричным длиной $2l$ и э. д. с. $2E$ (рис. 6-9, *а*). Следовательно, при одном и том же токе разность потенциалов на зажимах антенна — земля несимметричного вибратора оказывается вдвое меньше, чем на зажимах симметричного вибратора. Отсюда активное и реактивное сопротивления, в том числе и волновое сопротивление несимметричного вибратора будут вдвое меньше соответствующих сопротивлений симметричного вибратора.

Например, сопротивление излучения четвертьволнового заземленного вибратора

$$Z_{\Sigma\,(\lambda/4)} = 36{,}55 + j21{,}25.$$

На сопротивление излучения симметричных вибраторов сильно сказывается высота их расположения над землей (рис. 6-11).

6-6. ТИПЫ И КОНСТРУКТИВНЫЕ ОСОБЕННОСТИ АНТЕНН ДЛИННЫХ И СРЕДНИХ ВОЛН

Передающие антенны

Значительная часть типов антенн длинных и средних волн представляет собой несимметричные вибраторы с емкостной нагрузкой на вершине. К таким антеннам относятся уже упоминавшиеся Т-образные, Г-образные

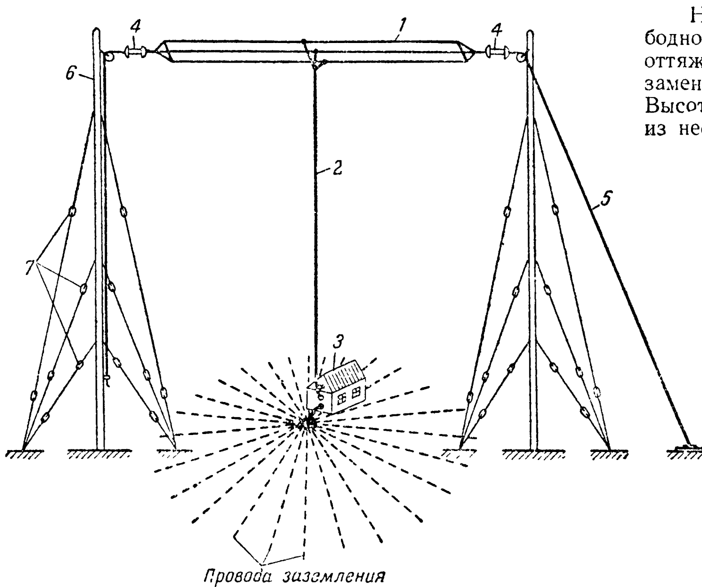


Рис. 6-12. Антенна радиовещательной станции

1 — горизонтальная часть; *2* — снижение; *3* — здание радиостанции, *4* — фарфоровый изолятор, *5* — трос для крепления антенны, *6* — мачта; *7* — изолятор.

и зонтичные, а также другие более сложные антенны. Главными задачами при создании этих антенн является обеспечение достаточной величины R_{Σ}, во многих случаях диапазонности и в некоторых случаях направленного действия.

Примером передающей радиовещательной антенны, работающей на волнах 1 000—2 000 *м*, является Т-образная антенна, состоящая из горизонтальной части (емкостная нагрузка), снижения и заземления (рис. 6-12). Горизонтальная часть состоит из нескольких проводов длиной 100—200 *м* и имеет большую емкость. Это увеличивает действующую длину антенны, а значит, сопротивление излучения и диапазонность. Кроме того, применение горизонтальной части позволяет избежать перенапряжения в антенне.

Основной излучающей частью является снижение (высотой до 150 *м*), подсоединенное с одной стороны к горизонтальной части, а с другой стороны к передатчику. Высота снижения выбирается не менее 1/10 λ, так как при меньшей высоте антенна малоэффективна как излучатель, и, кроме того, уже при небольших излучаемых мощностях может возникнуть так называемое факельное истечение (явление свечения воздуха вокруг проводов антенны вследствие ионизации прилегающих участков воздушной среды). Факельное истечение приводит к большим потерям энергии, ухудшению качества передачи и иногда к разрушению антенны.

Заземление, позволяющее снизить потери энергии в земле и повысить к. п. д. антенны, состоит из ряда радиально расходящихся от места подключения к передатчику (фидеру) проводов, зарытых в землю на глубину около 0,5 *м*. Вместо заземления в ряде случаев (каменистая почва, радиостанция подвижна) применяется противовес, состоящий из сети проводов, расположенных на небольшой высоте над землей (3—6 *м*). С точки зрения потерь энергии противовес уступает хорошему заземлению

Антенны рассматриваемого типа обладают к п. д. порядка 0,7 и допустимой излучаемой мощностью до 150 *квт*.

На волнах 200—500 *м* чаще всего применяются свободно стоящие башни-антенны и укрепленные с помощью оттяжек мачты-антенны, в которых излучающий провод заменен телом башни (мачты), поставленной на изолятор. Высота башни достигает 1/2 λ. Иногда антенна состоит из нескольких башен, например из четырех (рис. 6-13).

Когда все башни питаются синфазно, антенна является ненаправленной. Когда же питание получают только две башни, а две другие играют роль пассивных отражателей, антенна обладает направленным действием. Вершины башен имеют емкостную нагрузку, что позволяет увеличить сопротивление излучения и полосу пропускания частот

Антенны в виде башен и мачт рассмотренного типа обладают недостатком, связанным с применением дорогостоящего опорного изолятора, который к тому же механически непрочен и вызывает дополнительные потери энергии. Этот недостаток исключается у антенн-мачт с заземленным основанием (рис. 6-14). Питание в этом случае подводится к вершине мачты (на рис. 6-14, *б* зажимы *а—а*) с помощью коаксиального кабеля, внутренняя жила которого присоединяется к «зонту», а внешняя — к телу мачты. Излучающей частью антенны является тело мачты, по внешней поверхности которой течет ток. При высоте мачты $l = 120$ *м* и длине проводов «зонта» 0,3—0,5 l антенна работает в диапазоне 200—800 *м* с высоким к. п. д. Тело мачты выполняется из металлической трубы диаметром около 40 *см* Для повышения к. п. д. антенна снабжается развитой сетью проводов заземления.

Очень сложно обеспечить работу одной антенны в диапазоне, охватывающем почти весь диапазон средних волн, так как требующаяся для длинноволновой его части

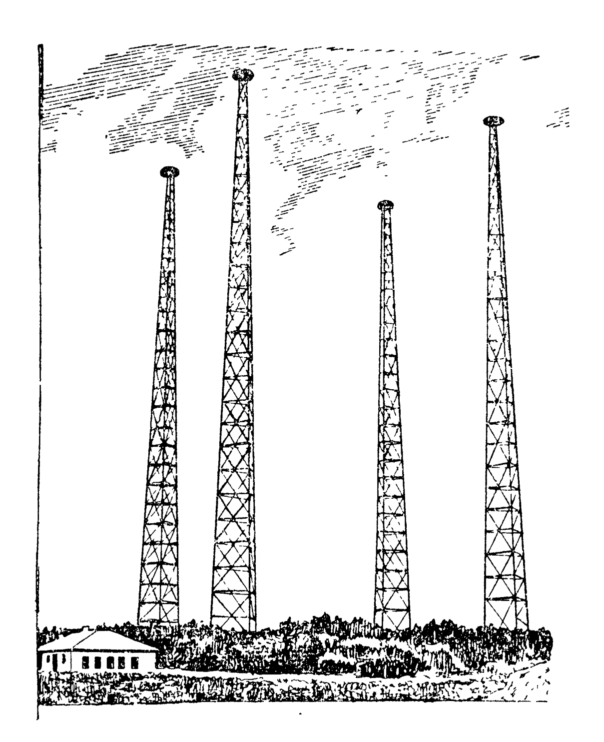


Рис 6-13 Антенна передающей радиостанции мощностью 1 200 *квт*.

высота антенны обычно оказывается слишком большой для коротковолновой части диапазона, и основное излучение при этом будет направлено не вдоль земли, а под большим углом к ней (на рис. 6-10, *а* случай, когда высота антенны $l = 0{,}75\lambda$).

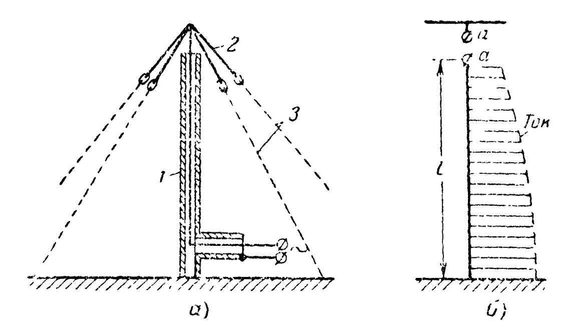


Рис. 6-14. Мачта-антенна верхнего питания.

а — конструктивная схема (*1* — тело мачты; *2* — «зонт»; *3* — оттяжки), *б*) — принципиальная схема.

Эти затруднения преодолены в конструкции широкодиапазонной антенны Г. З. Айзенберга, представляющей собой мачту с изолированным основанием, окруженную в нижней части до высоты $\frac{1}{3}\,l$ муфтой в виде цилиндра из проводов (рис. 6-15). Токи, возникающие на внешней

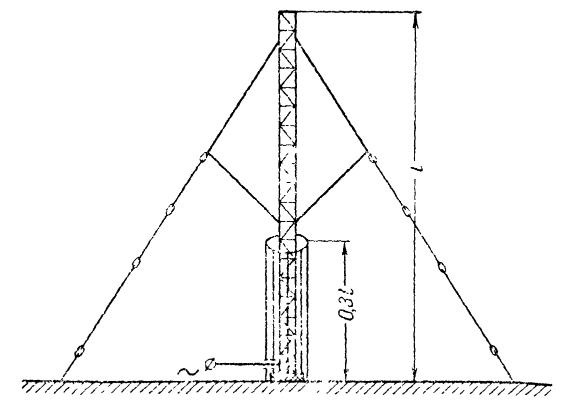


Рис. 6-15 Схема широкодиапазонной антенны ($\lambda = 200 \div 2000$ *м*).

поверхности заземленных проводов муфты, на более коротких волнах играют важную роль в излучении и за счет взаимодействия с токами мачты обеспечивают концентрацию излучения вдоль поверхности земли. При высоте мачты порядка 200 *м* такая антенна обеспечивает работу в диапазоне волн 200—2 000 *м*.

Приемные антенны

Применяемые в радиовещательном диапазоне волн приемные антенны подразделяются на профессиональные и абонентские (радиослушательские). В качестве профессиональных могут применяться Т и Г-образные антенны, вертикальные вибраторы, а также рамочные антенны (одиночные и в комбинации с вертикальным вибратором) и др.

В качестве абонентских антенн в большинстве случаев применяются короткие вертикальные провода, а иногда Г-образные антенны. Местные мощные радиостанции создают высокую напряженность поля, и принимать их передачи можно проводами длиной 1—2 *м*. Для приема удаленных станций, особенно в сельской местности, где поля промышленных помех невелики, целесообразно применять Т- или Г-образные антенны, подвешенные к опорам на высоте 10—15 *м* над землей или 3—8 *м* над крышей (рис. 6-16), с длиной горизонтальной части 20—30 *м*. Провод снижения антенны должен проходить не ближе

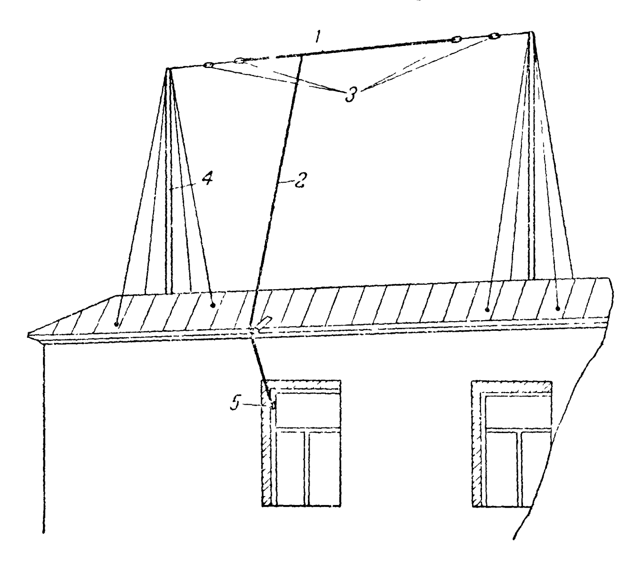


Рис. 6-16. Установка наружной Г-образной антенны на крыше. *1* — горизонтальная часть; *2* — снижение, *3* — изоляторы; *4* — мачта; *5* — проходной изолятор.

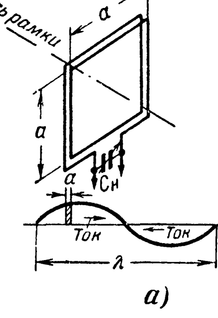
0,5 *м* от стены дома или деревьев, горизонтальная часть должна располагаться перпендикулярно к осветительным и трамвайным (троллейбусным) проводам. В помещение провод снижения вводят с помощью проходного изолятора (фарфоровая втулка или резиновая трубка).

В случае применения наружных антенн обязательно нужно выполнить заземление и установить вблизи от места ввода в помещение грозовой переключатель, с помощью которого антенна «закорачивается» на землю на все время, когда не пользуются радиоприемником, а также в случае приближения грозы Для заземления можно использовать водопроводные трубы (в случае наружных антенн запрещается для этой цели пользоваться трубами центрального отопления и газопровода из-за их плохого контакта с землей), причем провод заземления, если есть возможность, следует припаять. Если водопровод отсутствует, то необходимо на глубину не менее 1—2 *м* зарыть оцинкованный металлический лист с припаянным толстым проводом заземления Можно также вбить на глубину 2—3 *м* стальную трубу.

Увеличение размеров антенны сверх указанных не даст повышения качества приема при высоких уровнях помех.

Для некоторого снижения уровня помех часто применяется р а м о ч н а я а н т е н н а, представляющая собой прямоугольную, круглую или другой формы плоскую катушку из нескольких витков провода (рис. 6-17) Вследствие небольших размеров провода рамки по сравнению с длиной волны токи, протекающие в проводах рамки, если ее рассматривать как передающую, имеют одинаковые фазу и амплитуду и поэтому в противоположных сторонах направлены в разные стороны (рис. 6-17, *а*)

Это обеспечивает в направлении оси рамки взаимную компенсацию полей, создаваемых противоположными сторонами рамки, и вдоль своей оси рамка не излучает (не принимает) радиочастотную энергию. Наоборот, в плоскости рамки поля, создаваемые разными ее сторонами, из-за возникающей разности хода складываются с фазами, отличными от 180°, и в этом направлении имеет место максимум излучения (приема). Характеристика направленности имеет вид $F(\nu) = \sin \nu$ (рис. 6-17, *б*), т. е. рамочная антенна является направленной антенной.



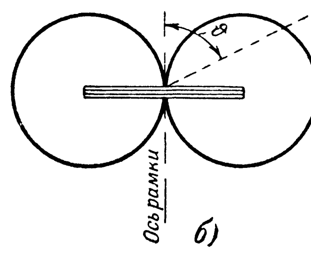


Рис. 6-17. Рамочная антенна.

а — конструктивная схема; *б* — характеристика направленности.

Действующая высота рамки увеличивается с увеличением площади рамки S и числа витков N:

$$l_д = \frac{2\pi SN}{\lambda}.$$

Пример. Найти $l_д$ квадратной рамки, если $\lambda = 1\,000$ *м*, размер стороны рамки $a = 1$ *м*; $N = 10$.

$$l_д = \frac{2 \cdot 3{,}14 \cdot 1^2 \cdot 10}{1\,000} \approx 0{,}063 \text{ м}.$$

Общая длина провода рамки $l = 4aN = 40$ *м*.

Если бы этот провод применялся в качестве вертикального несимметричного вибратора, его действующая длина была бы

$$l_д = \frac{l}{2} = \frac{40}{2} = 20 \text{ м}.$$

В связи с малой эффективностью рамочные антенны в основном используются как приемные. Вращая рамку, направляя ее ось на источник помех, можно ослабить их действие.

Если в контур рамки включить конденсатор $C_н$ (рис. 6-17, *а*), то в результате настройки добротность контура может быть увеличена в Q раз ($Q = 200$—300), что равносильно увеличению действующей длины тоже в Q раз.

Магнитные (ферритовые) антенны, все более широко применяющиеся в последнее время в качестве приемных, представляют собой устройство в виде катушки провода, расположенной на стержневом сердечнике из высокочастотного магнитного материала с большой величиной магнитной проницаемости (рис. 6-18).

Обладая одинаковой характеристикой направленности, магнитная антенна не уступает рамочной по эффективности, имея при этом значительно меньшие размеры. Действующая длина магнитной антенны определяется по формуле

$$l_д = \frac{2\pi SN}{\lambda} \mu_{эфф}\, mp,$$

где S и N — площадь и число витков катушки;

$\mu_{эфф}$ — эффективное значение магнитной проницаемости сердечника, зависящее от тороидальной проницаемости материала $\mu_{тор}$ и размеров сердечника (рис. 6-19),

$m = 1 \div 0{,}3 \frac{a}{l}$ — коэффициент, где a — длина катушки, а l — длина сердечника;

p — коэффициент, определяемый по графику рис. 6-20.

В качестве материала сердечника антенн длинных и средних волн применяются ферриты, обладающие $\mu_{тор} = 300$—$1\,000$ *гс/э* Сердечник обычно имеет длину $l = 20$—30 *см* и диаметр $d = 1$—2 *см*.

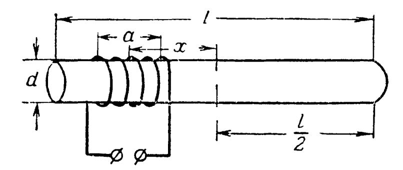


Рис. 6-18. Магнитная (ферритовая) антенна.

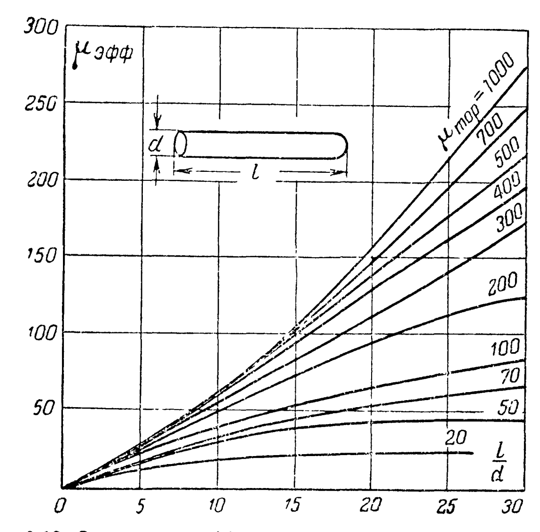


Рис. 6-19. Зависимость эффективной магнитной проницаемости от размеров сердечника магнитной антенны.

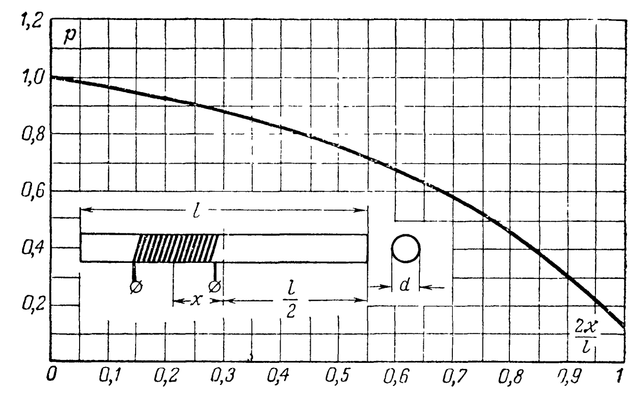


Рис. 6-20. Зависимость коэффициента p от расположения катушки на сердечнике.

Пример. Найти $l_д$ магнитной антенны с ферритовым сердечником ($l = 20$ *см*, $d = 1$ *см*; $\mu_{тор} = 500$) и катушкой из провода диаметром $d_{пр} = 1$ *мм* ($N = 10$; $x = 5$ *см*), если $\lambda = 1\,000$ *м*.

Определим сначала площадь витка катушки:

$$S \approx \frac{\pi d^2}{4} = \frac{3{,}14 \cdot 0{,}2^2}{4} = 3{,}14 \cdot 10^{-2}\ м^2.$$

По графику на рис. 6-19 находим $\mu_{эфф} = 135$.

Для нахождения коэффициента m нужно знать длину катушки $a \approx Nd_{пр} = 10 \cdot 1 = 10$ *мм*:

$$m = 1 - 0{,}3 \cdot \frac{1}{20} = 0{,}98.$$

По графику на рис. 6-20 находим $p = 0{,}5$.
Тогда

$$l_д = \frac{2 \cdot 3{,}14 \cdot 3{,}14 \cdot 10^{-2} \cdot 10}{1\,000}\, 135 \cdot 0{,}98 \cdot 0{,}5 = 0{,}13\ м.$$

Сравнение примеров вычисления $l_д$ рамочной и магнитной антенн с одинаковыми величинами N и λ показывает, что уменьшение площади рамки примерно в 32 раза при размещении ее на ферритовом сердечнике не уменьшает, а может привести даже к увеличению эффективности антенны. При этом магнитная антенна легко размещается внутри корпуса радиоприемника.

Согласование антенн

На длинных и средних волнах для согласования обычно применяются трансформаторные или автотрансформаторные схемы (табл. 6-2).

Пример Найти L и C для согласования антенны ($R_{А.\,вх} = 20$ *ом*) с фидером ($\varrho_ф = 200$ *ом*), если $\lambda = 800$ *м*.

Поскольку $R_{А.\,вх} < \varrho_ф$, воспользуемся схемой № 2 и соответствующими расчетными формулами:

$$C = \frac{5{,}3 \cdot 10^2 \cdot 800}{200} \sqrt{\frac{200}{20} - 1} = 6\,360\ пф;$$

$$L = 5{,}3 \cdot 10^{-4} \cdot 800 \cdot 20 \sqrt{\frac{200}{20} - 1} = 25{,}4\ мкгн.$$

В случае мощных передающих антенн элементы согласования должны быть, кроме того, рассчитаны на величину тока, протекающего через них.

6-7. ТИПЫ И КОНСТРУКТИВНЫЕ ОСОБЕННОСТИ АНТЕНН КОРОТКИХ ВОЛН

Одними из основных требований к антеннам коротких волн являются их диапазонность и во многих случаях направленность. Из-за изменчивости условий распространения этих волн в ионосфере требуется несколько раз в сутки переходить с одной волны на другую без существенных перестроек в антенно-фидерном тракте. Поэтому наряду с обычными настроенными симметричными (обычно полуволновыми) и несимметричными (обычно четвертьволновыми) вибраторами на коротких волнах широко применяются диапазонные антенны, такие, как диполь Надененко, ромбическая антенна и др.

Диполь Надененко представляет собой симметричный вибратор большого диаметра, составленный из проводов, расположенных по образующим цилиндра (рис. 6-21). Высота подвеса не должна быть меньше 1/4 $\lambda_{макс}$, где $\lambda_{макс}$ — самая длинная волна диапазона.

Диапазонность диполя (вибратора) достигается уменьшением его волнового сопротивления за счет значительного диаметра диполя, составляющего 0,5—1,5 *м*. При шести—восьми проводах волновое сопротивление диполя будет таким же, как у сплошного цилиндра.

Волновое сопротивление подсчитывается по формуле

$$\varrho_А = 276 \left(\lg \frac{2l}{R_э} - 0{,}435 \right),$$

где l — длина одного плеча диполя;

$R_э = R \sqrt[n]{\frac{nd}{R}}$ — эквивалентный радиус;

R — радиус цилиндрической поверхности, на которой расположены провода диполя;

n — число проводов в одном плече диполя;

d — радиус проводов.

Таблица 6-2

Автотрансформаторная схема согласования сопротивления антенны с волновым сопротивлением фидера

Номер схемы	Схема	Применение	Формулы для расчета C и L
1		При $R_{А.\,вх} > \varrho_ф$	$C_{[пф]} = \frac{5{,}3 \cdot 10^2 \lambda_{[м]}}{R_{А.\,вх\,[ом]}} \sqrt{\frac{R_{А.\,вх}}{\varrho_ф} - 1}$; $L_{[мкгн]} = 5{,}3 \cdot 10^{-4} \lambda_{[м]} \varrho_{ф\,[ом]} \sqrt{\frac{R_{А.\,вх}}{\varrho_ф} - 1}$
2		При $R_{А.\,вх} < \varrho_ф$	$C_{[пф]} = \frac{5{,}3 \cdot 10^2 \lambda_{[м]}}{\varrho_{ф\,[ом]}} \sqrt{\frac{\varrho_ф}{R_{А.\,вх}} - 1}$; $L_{[мкгн]} = 5{,}3 \cdot 10^{-4} \lambda_{[м]} R_{А.\,вх[ом]} \sqrt{\frac{\varrho_ф}{R_{А.\,вх}} - 1}$

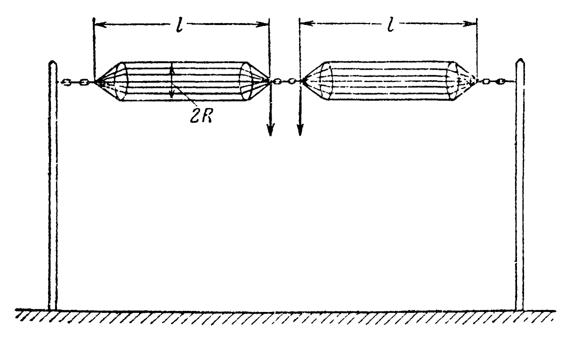


Рис. 6-21. Диполь Надененко.

Пример. Найти волновое сопротивление диполя Надененко, если $l = 10$ *м*; $R = 0,5$ *м*; $n = 6$; $d = 4$ *мм*.

Определим величину $R_э$:

$$R_э = 0,5 \sqrt[6]{\frac{6 \cdot 0,004}{0,5}} = 0,5 \sqrt[6]{0,048} = 0,5 \cdot 0,6 = 0,3 \text{ м}.$$

Найдем величину ϱ_A:

$$\varrho_A = 276 \left(\lg \frac{2 \cdot 10}{0,3} - 0,435\right) = 276 \cdot 1,38 = 380 \text{ ом}.$$

Таким образом, волновое сопротивление диполя Надененко в 2—3 раза меньше волнового сопротивления симметричного вибратора, составленного из одиночного провода. Это и обеспечивает удовлетворительную работу антенны в диапазоне волн $4l > \lambda > 1,56l$, например в диапазоне волн 40—15,6 *м*.

Ромбическая антенна представляет собой диапазонную направленную антенну из четырех проводов, расположенных в виде ромба на некоторой высоте над землей (рис. 6-22). В одном из острых углов ромба включается

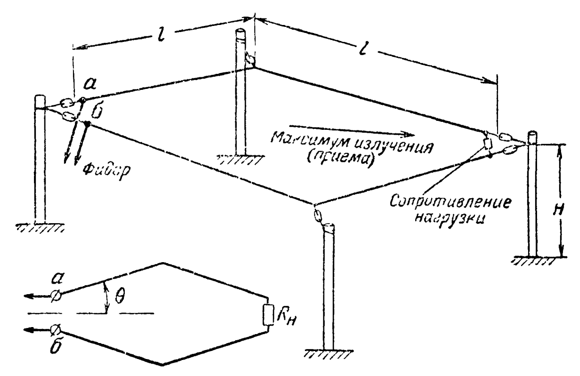


Рис. 6-22. Ромбическая антенна.

фидер, а в другом — нагрузочное (поглощающее) сопротивление $R_н$, равное волновому сопротивлению антенны и фидера ($R_н = \varrho_A = \varrho_ф$). При этом вдоль проводов антенны устанавливается режим бегущей волны, что обеспечивает неизменность входного сопротивления антенны от длины волны (волновое сопротивление от частоты не зависит), т. е. диапазонность антенны по входному сопротивлению. Неизменность характеристики направленности (в диапазоне волн) достигается выбором величин l и θ из условий

$$0,2l \leqslant \lambda < 0,6l; \quad \cos\theta_{макс} = 1 - \frac{\lambda}{2l}.$$

При небольших значениях l по сравнению с λ угол $\theta_{макс}$ существенно меняется при изменении λ, что означает изменение направления излучения (приема). Поэтому обычно берут $l = 4\lambda_{опт}$ при высоте подвеса проводов антенны $H = \lambda_{опт}$ (при длине линии радиосвязи более 1 500 *км*). При этом в случае $\theta = 25°$

$$D_{макс} = 110(\lambda = 0,8\lambda_0), \quad D_{мин} = 35(\lambda = 2,5\lambda_0).$$

При коротких линиях, не превышающих 600 *км*, можно пользоваться более простыми антеннами, у которых $l = \lambda_{опт}$; $H = 0,35\lambda_{опт}$; $\theta = 45°$. Подобные антенны легко выполнить в радиолюбительской практике.

Сопротивления нагрузки приемной антенны $R_Н = 600 \div 700$ *ом* выполняются в виде обычных сопротивлений. В передающих антеннах нагрузка поглощает более 25% мощности передатчика и поэтому выполняется обычно в виде длинной стальной двухпроводной линии с большим погонным затуханием. Длина линии в антеннах магистральных линий радиосвязи достигает нескольких сотен метров.

Радиолюбительские антенны

Несимметричная диапазонная антенна Ground plane работает на любительских диапазонах 10, 14, 20 и 40 *м*. В горизонтальной плоскости она излучает (принимает) ненаправленно, а в вертикальной — под небольшим углом (10—20°) к горизонту. Антенна представляет собой вертикальный вибратор длиной $l = 5,3$ *м* с противовесом из четырех взаимно-перпендикулярных проводников длиной 5,3 *м* каждый и согласующего устройства (рис. 6-23). Вибратор выполняется из дюралюминиевой трубки диаметром 4 *см*. Провода противовеса диаметром 2 *мм* могут быть использованы в качестве оттяжек опоры (роль противовеса может играть металлическая крыша). Катушка L_2 включается в антенну только в диапазоне 40 *м*; на остальных диапазонах она замыкается с помощью реле *P*. Параметры элементов согласования (табл. 6-3) зависят от волнового сопротивления кабеля и должны выдерживаться достаточно строго (во избежание перенапряжений в питающем кабеле).

Таблица 6-3

Значения параметров согласующего устройства

Параметр	Волновое сопротивление коаксиального кабеля		
	$\varrho_ф = 50$ *ом*	$\varrho_ф = 75$ *ом*	$\varrho_ф = 88$ *ом*
L_1, *мкгн*	0,7	0,8	0,825
L_2, *мкгн*	6,3	7	6,6
C, *пф*	83	68	64
l, *м*	11,4	11,4	10,7

Антенна типа «двойной квадрат» является диапазонной направленной антенной, состоящей из двух рамок, расположенных на расстоянии $A = 0,1 \div 0,25\lambda$ друг от друга (рис. 6-24). Работает она на диапазонах 10, 14 и 20 *м*, обладая коэффициентом усиления $G = 8—10$ *дб* (растет с увеличением размера *A*). Одна из рамок является вибратором, а другая активным, т. е. питаемым, рефлектором, служащим для создания излучения (приема) антенны в одном направлении. Обычно антенна выполняется на вращающейся опоре.

Горизонтальные стороны рамок посередине имеют разрыв, в который включаются короткозамкнутые отрезки ленточного кабеля типа КАТВ. Входное сопротивление антенны меняется от 80—90 *ом* на 10 и 14-метровых диапазонах волн до 30 *ом* на 20-метровом диапазоне. Поэтому для согласования обычно применяются коаксиальные фидеры с $\varrho_ф = 70$ *ом*. Для обеспечения согласования

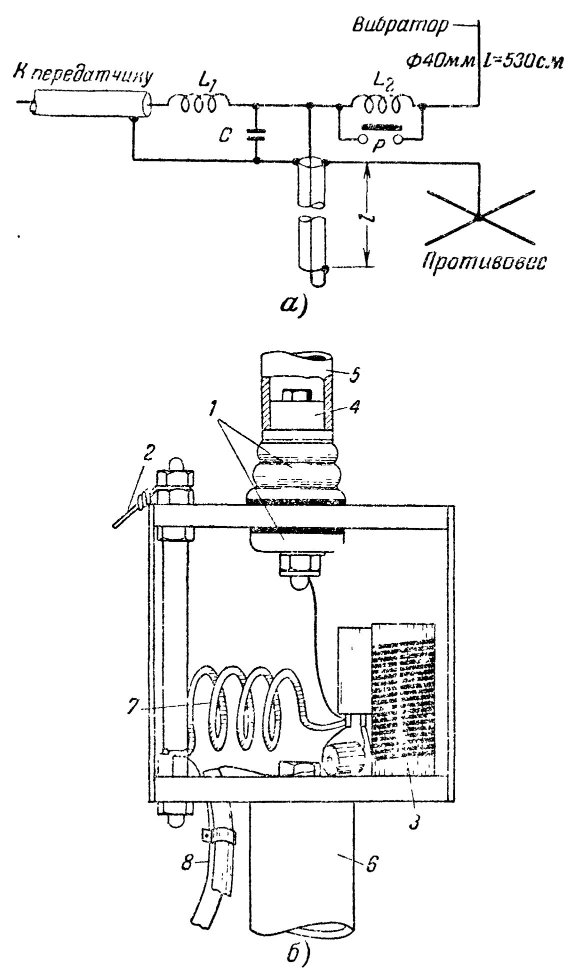


Рис 6-23 Радиолюбительская антенна типа Ground plane

а — схема антенны, *б* — конструкция согласующего устройства, *1* — фарфоровый изолятор; *2* — оттяжка-противовес, *3* — дополнительная катушка L_2; *4* — подпятник вибратора; *5* — вибратор, *6* — опора, *7* — катушка L_1, *8* — коаксиальные кабели — питающий и согласующий).

на 20-метровом диапазоне применяют параллельное включение двух таких фидеров.

В качестве настроенных направленных антенн широко применяются многовибраторные синфазные антенны, составленные из ряда полуволновых вибраторов, расположенных в одной плоскости на определенном расстоянии друг от друга.

Принцип работы любой антенны направленного действия состоит в том, что электромагнитные поля, излучаемые в разных направлениях отдельными ее участками или элементами, например вибраторами, складываются (интерферируют) с различными фазами в различных точках пространства При этом в одних направлениях, где поля отдельных элементов складываются с одинаковыми фазами, имеет место усиление результирующего поля, в других же направлениях, где сложение происходит с существенно различными фазами, результирующее поле ослабляется.

Чтобы фазы полей, создаваемых отдельными участками или элементами антенны, были существенно различны в направлениях, отличных от главного направления излучения (приема), расстояния между этими элементами должны быть достаточно большими в сравнении с длиной волны и число самих элементов должно быть также большим. Таким образом, увеличение числа вибраторов приводит к увеличению направленности антенны. Все это затрудняет получение направленности антенн на коротких и более длинных волнах

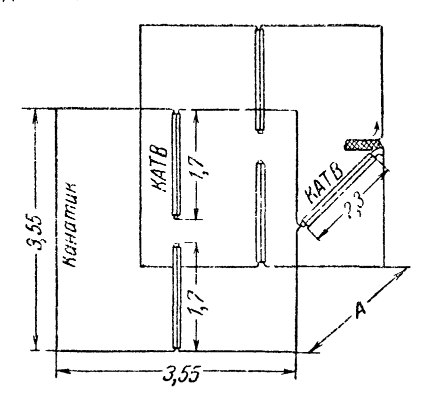


Рис 6-24. Антенна типа «двойной квадрат».

Если все вибраторы питаются синфазно и являются активными, то максимум излучения (приема) лежит в направлении, перпендикулярном решетке вибраторов. Для создания однонаправленного действия позади решетки на расстоянии $1/4\lambda$ размещают рефлектор в виде такой же решетки вибраторов (активных или пассивных).

Если же питание вибраторов осуществляется с запаздыванием по фазе на 90° (от вибратора к вибратору) и они расположены друг от друга на расстоянии около $^1/_4$ λ, то максимум излучения (приема) антенны совпадает с плоскостью, в которой расположены вибраторы. Часто в подобных антеннах, называемых **директорными** или антеннами типа **«волновой канал»**, активным является только один вибратор, остальные же питания не получают, т. е. являются пассивными (рис 6-25). Для обеспечения нужной фазировки соответственно подбирается длина пассивных вибраторов (табл 6-4).

Таблица 6-4

Размеры антенны типа «волновой канал»

Диапазон волн, *м*	Размеры, *см*				
	$l_В$	$l_Д$	$l_Р$	*А*	*Б*
10	500	490	535	105	160
14	670	655	720	145	215
20	1 000	980	1 070	215	322

На коротких волнах такая антенна обычно имеет только два пассивных вибратора, один из которых (короче активного) называется д и р е к т о р о м, т. е. направляющим вибратором, а другой (длиннее активного) —

рефлектором, т. е. отражающим вибратором. В направлении от рефлектора на директор совместное излучение (прием) вибраторов оказывается синфазным; в этом направлении имеет место максимум излучения (приема) антенны.

Коэффициент направленного действия антенны можно определить ориентировочно по формуле

$$D \approx 5\,(n+1),$$

где n — число директоров (при наличии одного рефлектора).

Пассивные вибраторы антенны могут крепиться непосредственно к металлическому стержню, что не приводит

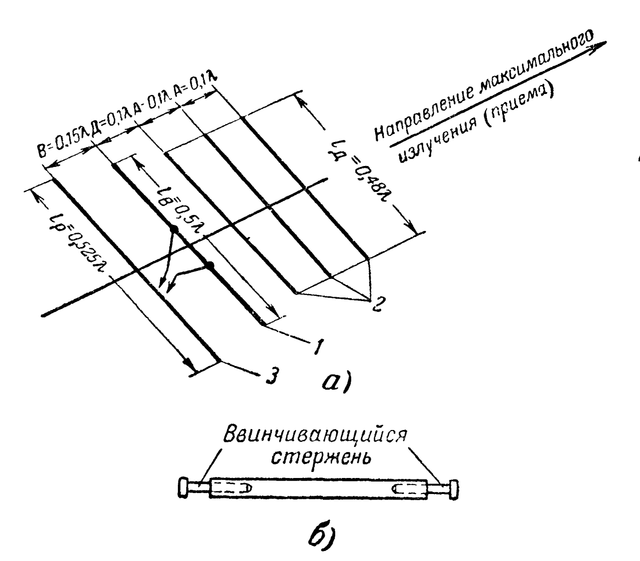


Рис. 6-25. Антенна типа «волновой канал».

а — схема антенны (*1* — активный вибратор; *2* — директоры; *3* — рефлектор), *б* — эскиз пассивного вибратора переменной длины.

к нарушению распределения тока вдоль вибраторов или к потерям энергии. Для возможности настройки вибраторов они выполняются с регулируемой длиной (рис. 6-25, *б*). Элементы опоры антенны также могут непосредственно крепиться к стержню. Активный вибратор шунтового питания может крепиться непосредственно к стержню, обычный же симметричный вибратор должен крепиться с помощью изолятора.

Сопротивление излучения антенны резко уменьшается при увеличении числа вибраторов, поэтому для обеспечения достаточной широкополосности в качестве активного вибратора часто применяют петлевой вибратор Пистолькорса.

Согласование антенн

На коротких волнах в случае применения несимметричных антенн могут использоваться схемы согласования, рассмотренные на стр. 95. Однако на этих волнах чаще применяются симметричные вибраторы. В этом случае катушки индуктивности автотрансформаторной схемы согласования должны быть включены в каждый провод фидера и иметь индуктивность, равную $L/2$.

В ряде случаев на коротких и ультракоротких волнах удается провести согласование путем непосредственного подбора волнового сопротивления фидера ($R_{А.\ вх} = \varrho_ф$). При этом отпадает необходимость включения дополнительных элементов согласования.

Согласование с помощью четвертьволнового трансформатора. Двухпроводная линия длиной в $^1/_4\lambda$ является трансформатором сопротивления: если на одном ее конце включить сопротивление $R_{А.\ вх}$, то на другом конце сопротивление оказывается равным

$$\frac{\varrho_{тр}^2}{R_{А.\ вх}},$$

где $\varrho_{тр}$ — волновое сопротивление четвертьволнового трансформатора.

Таким образом, если имеется антенна и фидер, причем $R_{А.\ вх} \neq \varrho_ф$, то для согласования их необходимо включить четвертьволновый трансформатор (рис. 6-26), обладающий волновым сопротивлением $\varrho_{тр} = \sqrt{R_{А.\ вх}\,\varrho_ф}$.

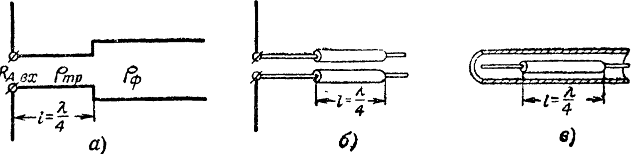


Рис. 6-26. Согласование антенны и фидера с помощью четвертьволнового трансформатора.

а — схема включения, *б* — конструктивное выполнение в случае открытой линии, *в* — конструктивное выполнение в случае коаксиального кабеля.

Пример. Требуется обеспечить бегущую волну в 200-омном фидере, питающем полуволновый вибратор.

Для этой цели между антенной и фидером включаем четвертьволновый трансформатор с волновым сопротивлением

$$\varrho_{тр} = \sqrt{73{,}1 \cdot 200} \approx 120\ ом.$$

Согласование с помощью шунтового питания полуволновых вибраторов. Изменение точки присоединения

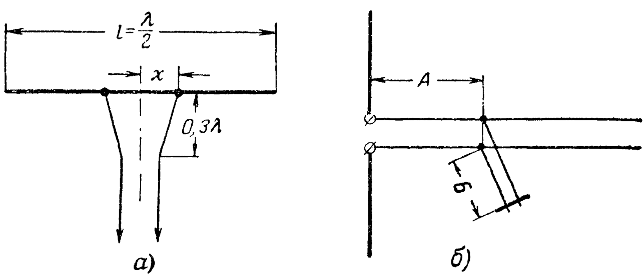


Рис. 6-27. Схемы шунтового согласования.

а — шунтовое питание полуволнового вибратора; *б* — согласующий шунт в виде короткозамкнутого отрезка линии.

фидера к вибратору ведет к изменению его входного сопротивления, причем

$$R_{А\ вх} = \frac{\varrho_А^2}{73{,}1}\sin^2\frac{2\pi}{\lambda}x,$$

где $\varrho_А$ — волновое сопротивление вибратора;

x — расстояние от центра вибратора до точки присоединения (рис. 6-27, *а*).

Пример. Требуется согласовать двухпроводный фидер ($\varrho_ф = 200\ ом$) с полуволновым вибратором ($\varrho_А = 350\ ом$) с помощью шунтового питания, если $\lambda = 10\ м$.

С целью определения места включения фидера в антенну преобразуем формулу для $R_{А.\,вх}$:

$$\sin\frac{2\pi}{\lambda}x = \sqrt{\frac{R_{А.\,вх}\cdot 73{,}1}{\varrho_А^2}} = \sqrt{\frac{200\cdot 73{,}1}{350^2}} = 0{,}36.$$

Из тригонометрических таблиц находим:

$$\frac{2\pi}{\lambda}x \approx 21{,}2°.$$

Переводя результат в радианную меру, получаем:

$$x = \frac{\lambda}{2\pi}0{,}37 = \frac{10\cdot 0{,}37}{2\cdot 3{,}14} \approx 0{,}59\ м.$$

Согласование с помощью индуктивного или емкостного шунта. Сопротивление фидера при отсутствии режима бегущей волны меняется по его длине в широких пределах как по величине, так и по знаку. Поэтому можно всегда найти сечение фидера, в котором активная составляющая входного сопротивления равна волновому сопротивлению фидера, а реактивная составляющая обладает определенной индуктивностью или емкостью.

Для компенсации реактивной составляющей необходимо в данной точке фидера включить реактивное сопротивление той же величины, но противоположное по знаку. Например, если реактивная составляющая входного сопротивления обладает индуктивностью, то необходимо включить шунт в виде емкости ($X_C = X_L$).

В качестве компенсирующих шунтов применяют катушки индуктивности и конденсаторы, а также отрезки короткозамкнутых двухпроводных линий — шлейфов (рис. 6-27, *б*), изменение длины которых позволяет получить необходимую величину индуктивности или емкости (см. стр. 63). Размеры *А* и *Б* шлейфа рассчитываются в зависимости от требований к качеству согласования антенны с фидером.

6-8. ТИПЫ И КОНСТРУКТИВНЫЕ ОСОБЕННОСТИ АНТЕНН УЛЬТРАКОРОТКИХ ВОЛН

Широкое применение ультракоротких волн (УКВ) в радиовещании, телевидении, радиолокации, радиотелеуправлении и др. привело к созданию разнообразных по принципу действия и устройству антенн. Небольшая длина волн позволяет создать на УКВ высоконаправленные антенны при сравнительно небольших их размерах. Кроме направленного действия, к антеннам УКВ в большинстве случаев предъявляется требование значительной широкополосности (до нескольких мегагерц) и часто, кроме того, требование диапазонности.

На УКВ применяются различные виды симметричных и несимметричных вибраторов, многовибраторные антенны, в том числе антенны типа «волновой канал», различные типы антенн с направляющими поверхностями, предназначенными для увеличения направленного действия первичного источника излучения (приема) и преобразования фронта волны первичного источника с целью обеспечения специальной формы характеристики направленности. К антеннам с направляющими поверхностями относятся антенны с параболическим рефлектором, линзовые, рупорные и диэлектрические антенны, а также антенны поверхностных волн. Кроме того, на сантиметровых волнах, а иногда и на более длинных все большее применение находят щелевые антенны, которые в определенной степени эквивалентны вибраторным антеннам.

Антенны метровых волн

В качестве антенны индивидуального пользования широко применяется полуволновый вибратор, выполненный из сравнительно толстых дюралюминиевых трубок

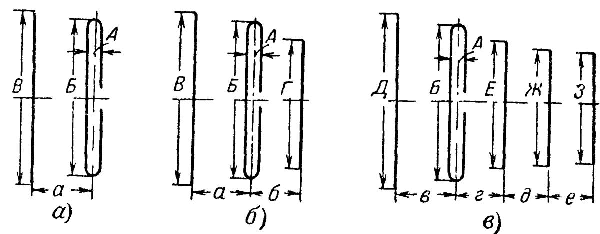


Рис. 6-28. Схемы расположения вибраторов антенн типа «волновой канал».

для обеспечения широкополосности. С этой же целью применяется петлевой вибратор Пистолькорса.

Из направленных антенн наиболее широкое применение нашли антенны типа «волновой канал». На рис. 6-28

Таблица 6-5

Геометрические размеры антенн типа „волновой канал"

Каналы	Размеры, *мм*														
	А	*Б*	*В*	*Г*	*Д*	*Е*	*Ж*	*З*	*а*	*б*	*в*	*г*	*д*	*е*	l_v
Телевизионные															
1	70	2 760	3 350	2 340	3 130	2 510	2 490	2 430	900	600	1 200	730	700	740	1 960
2	70	2 340	2 840	2 000	2 650	2 130	2 100	2 060	760	510	1 030	620	590	625	1 600
3	70	1 790	2 200	1 550	2 060	1 650	1 630	1 600	590	395	790	480	460	485	1 240
4	70	1 620	2 000	1 400	1 870	1 500	1 486	1 450	535	355	720	435	420	440	1 120
5	70	1 510	1 830	1 290	1 710	1 370	1 360	1 330	490	330	660	400	380	400	1 030
6	120	710	845	690	845	690	690	690	320	270	320	270	400	400	560
7—8	120	670	800	660	800	660	660	660	305	255	305	255	375	375	525
9—10	120	610	730	595	730	595	595	595	275	230	279	230	345	345	480
11—12	120	565	675	550	675	550	550	550	255	215	255	215	320	320	450
Радиолюбительские															
144—146 *Мгц*	17	970	—	—	1 010	920	915	—	—	—	405	405	405	—	—
420—435 *Мгц*	7	320		—	333	307	305	—	—	—	133	133	133	—	—

представлены возможные, наиболее часто применяющиеся схемы расположения вибраторов, а в табл. 6-5 приведены размеры антенн, применяющихся в телевидении (1—12-й каналы) и в радиолюбительских диапазонах 144—146 и 420—435 *Мгц*.

В случае применения в качестве фидера симметричной двухпроводной линии активный вибратор можно соединять с линией непосредственно. Однако в качестве фидера

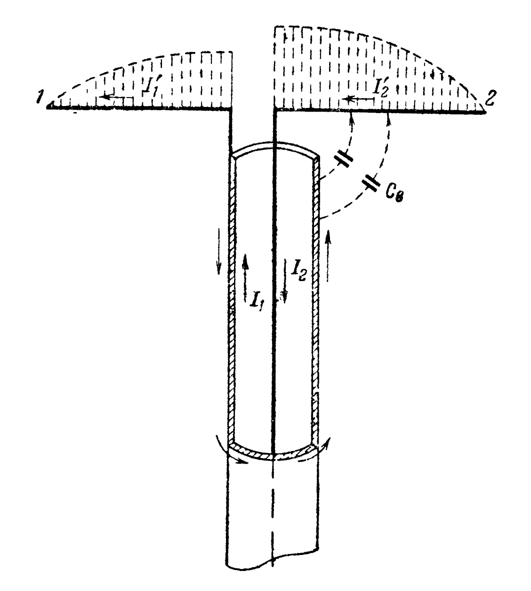


Рис. 6-29 Влияние несимметричности коаксиального кабеля на питание симметричного вибратора.

на метровых и дециметровых волнах преимущественно применяется коаксиальный кабель, не являющийся симметричной линией, так как его внешний проводник заземлен. Поэтому ток I_1 (рис. 6-29) идет не только в плечо *1* вибратора, но и по внешней поверхности оболочки кабеля.

Между поверхностью кабеля и плечом *2* вибратора возникают токи смещения, замыкающие токи проводимости, текущие по оболочке кабеля и в плече *2* вибратора через емкости $C_в$. В результате токи в плечах *1* и *2* вибратора не будут равны, что приводит к искажению характеристики направленности и снижению к. п. д. антенны.

Симметрирующие устройства. Симметрирование при питании симметричных вибраторов коаксиальными кабелями осуществляется несколькими способами. Принципиально наиболее простым способом является применение четвертьволнового стакана, представляющего собой четвертьволновую короткозамкнутую линию (рис. 6-30, *а*), входное сопротивление которой равно бесконечности. В связи с этим ток I_1 не будет ответвляться на внешнюю оболочку кабеля. Длина цилиндра берется равной четверти средней длины волны рабочего диапазона.

На практике симметрирование более легко выполнить с помощью схемы U-колена, в которой путь тока от внутренней жилы кабеля до одного из плеч симметричного вибратора (на рис. 6-30, *б* плечо *1*) вследствие подключения дополнительного отрезка коаксиального кабеля оказывается на полволны длиннее пути тока до второго плеча вибратора. Поэтому на линии длиной в полволны фаза изменяется на 180° и токи в точках *а* и *б* имеют одинаковые амплитуды, но противоположные фазы, что и нужно для симметричного возбуждения Так как оболочка кабеля при таком питании не соединена с плечами вибратора, то ответвления тока на внешнюю поверхность не происходит.

Если выполнить симметрирование по схеме U-колена то может быть нарушено согласование фидера с антенной. Действительно, полуволновый вибратор можно заменить сопротивлением $R_{А.\ вх}$ с заземленной средней точкой

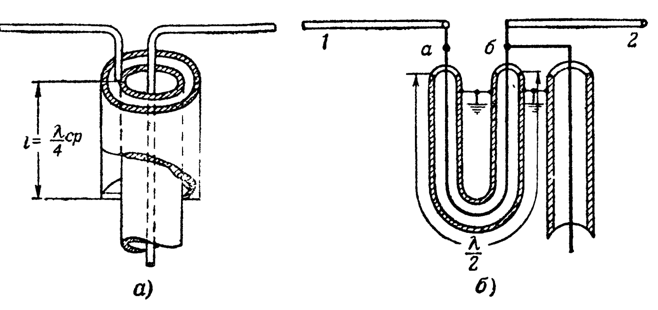


Рис. 6-30. Способы симметрирования при использовании коаксиального кабеля.

а — схема четвертьволнового стакана; *б* — схема U-колена.

(рис. 6-31) и тогда по входу кабеля параллельно подсоединяются два сопротивления: сопротивление $R_{А.\ вх}/2$ антенны (в точках *а—б*) и сопротивление полуволновой линии, замкнутой на дальнем конце (в точках *б—в*) на сопротивление $R_{А.\ вх}/2$ антенны. Между внутренней жилой кабеля и его оболочкой оказываются подключенными параллельно два сопротивления величиной $R_{А.\ вх}/2$, так как полуволновая линия трансформирует сопротивление с одного конца на другой без изменений. В результате кабель нагружен на сопротивление $R_н = R_{А.\ вх}/4$.

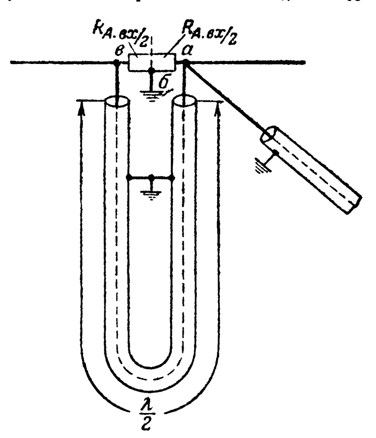


Рис. 6-31. Входное сопротивление U-колена с полуволновым вибратором.

Например, для обычного полуволнового вибратора это дает всего $\frac{73,1}{4} \approx 18$ *ом*, а в случае петлевого вибратора $\frac{290}{4} \approx 72$ *ом*. Если применяется кабель с $\varrho_ф = 75$ *ом*, то в первом случае необходимо выполнить согласование.

Если при использовании U-колена необходимо выполнить согласование, то U-колено удлиняется на λ/4 с каждой стороны (рис. 6-32), т. е. к вибратору присоединяются четвертьволновые трансформаторы. В этом случае к питающему фидеру в точках *г—д* оказываются подключенными параллельно два сопротивления, трансформированные

четвертьволновыми участками до величины $R_н = \frac{\varrho^2_{тр}}{R_{А.\,вх}/2}$ каждое, где $\varrho_{тр}$ — волновое сопротивление U-колена. Общее сопротивление в точках *г—д* будет $\frac{R_н}{2} = \frac{\varrho^2_{тр}}{R_{А.\,вх}}$. Для выполнения условий согласования оно должно быть равно волновому сопротивлению фидера $\varrho_ф$, т. е.

$$\varrho_ф = \varrho^2_{тр}/R_{А.\,вх} \quad и \quad \varrho_{тр} = \sqrt{R_{А.\,вх}\varrho_ф}.$$

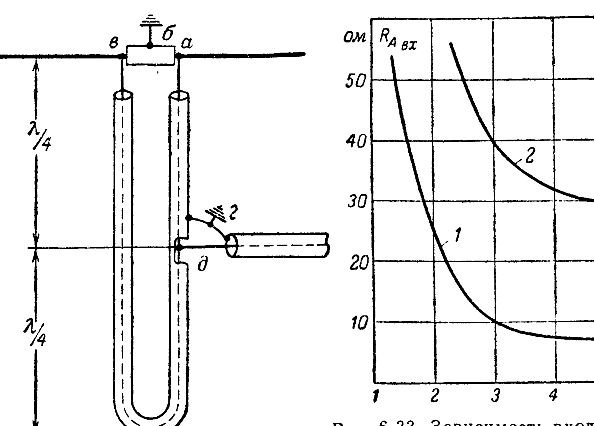


Рис. 6-32. Применение схемы U-колена с включением четвертьволновых трансформаторов.

Рис. 6-33. Зависимость входного сопротивления антенны типа «волновой канал» от общего числа *n* вибраторов. *1* — для обычного активного вибратора; *2*—для петлевого активного вибратора.

Пример. Определить параметры симметрирующего U-колена в случае питания полуволнового вибратора коаксиальным кабелем с $\varrho_ф = 75$ *ом*.

Для этой цели используем схему U-колена с четвертьволновыми трансформаторами. Волновое сопротивление отрезка кабеля U-колена должно составлять

$$\varrho_{тр} = \sqrt{73{,}1\cdot 75} \approx 74 \text{ ом}.$$

Таким образом, U-колено можно выполнить из того же кабеля, который применяется в качестве фидера.

При определении длины U-колена необходимо учитывать эффект «укорочения» длины волны в кабеле, заполненном диэлектриком с относительной диэлектрической проницаемостью ε, а именно:

$$\lambda_ф = \frac{\lambda}{\sqrt{\varepsilon}},$$

где λ — длина волны в воздухе.

При расчете симметрирующих и согласующих устройств антенн типа «волновой канал» необходимо знать величину $R_{А.\,вх}$, которая в зависимости от общего числа вибраторов антенны может быть приближенно определена из графика на рис. 6-33.

Особенности конструкции телевизионных приемных антенн

К приемным телевизионным антеннам предъявляются следующие основные требования.

1. Антенна должна обладать полосой пропускания, достаточной для того, чтобы телевизионный сигнал черно-белого телевидения, занимающий полосу частот около 8 *Мгц*, передавался антенной на вход приемника без заметных искажений. Для приема цветного телевидения полоса пропускания должна быть значительно шире.

2. Антенна должна быть хорошо согласована с кабелем питания. Отсутствие согласования может повести к появлению повторных изображений на экране телевизора.

3. Схема соединения антенны с кабелем питания должна быть симметрирована.

4. Антенна, предназначенная для приема на больших расстояниях от телевизионного центра, должна иметь достаточно большой коэффициент усиления.

Резонансная длина вибратора может быть рассчитана по формуле

$$l = \frac{\lambda_{ср}}{2}\left(1 - \frac{\Delta\%}{100}\right),$$

где $\lambda_{ср}$ — длина волны, соответствующая средней частоте телевизионного канала, берется из табл. 6-6;

Δ% — коэффициент укорочения (в процентах), определяется по графику на рис. 6-4.

Если вибратор изготавливается из металлической полосы, то под его «диаметром», который нужно знать для определения коэффициента укорочения, следует понимать половину ширины этой полосы.

Чтобы обеспечить полосу пропускания, диаметр трубок вибратора должен быть не меньше 8 *мм*. Подключение полуволнового вибратора к симметричному 300-омному входу приемника можно выполнить при помощи симметричного ленточного кабеля типа КАТВ (рис. 6-34). Соединение кабеля КАТВ с вибратором производится через симметричный согласующий четвертьволновый трансформатор, который может быть выполнен либо из того же кабеля, либо из двух отрезков коаксиального кабеля, имеющего волновое сопротивление $\varrho_ф = 75$ *ом*. Необходимую для этого длину кабеля можно взять из табл. 6-7.

Подключение полуволнового вибратора к 75-омному несимметричному входу приемника лучше всего производить коаксиальным кабелем с волновым сопротивлением 75 *ом*. Кабель должен быть соединен с вибратором либо

Таблица 6-6

Длины волн, соответствующие средней частоте каждого телевизионного канала

Каналы	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
$\lambda_{ср}$, *м*	5,72	4,84	3,75	3,41	3,13	1,68	1,61	1,54	1,48	1,42	1,37	1,32

Примечание.

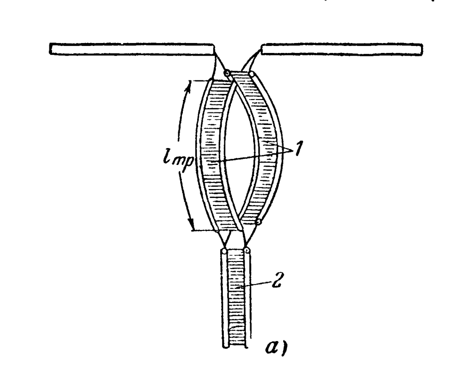
$$\lambda_{ср} = \frac{300}{\sqrt{f_{из}f_{зв}}},$$

где $f_{из}$ и $f_{зв}$— несущие частоты (в мегагерцах), соответствующие сигналам изображения и звука данного канала.

Таблица 6-7

Длина кабелей (в миллиметрах) симметричного четвертьволнового трансформатора

Каналы	1	2	3	4	5	6	7—8	9—10	11—12
$l_{тр}$ (из кабеля КАТВ)	1 200	1 000	780	700	650	350	330	300	280
$l_{тр}$ (из двух отрезков коаксиального кабеля) .	950	800	620	560	515	280	260	240	225



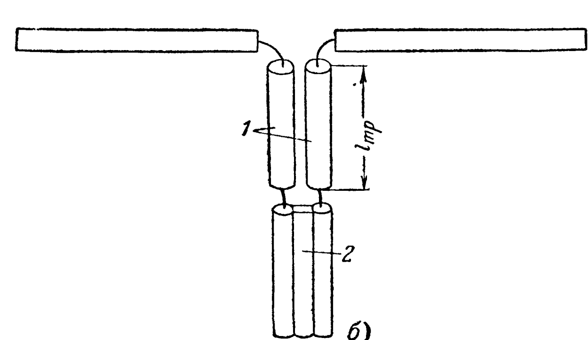


Рис. 6-34. Соединение полуволнового вибратора с 300-омным кабелем.

а — с помощью четвертьволнового трансформатора из кабеля КАТВ; *б* — с помощью четвертьволнового трансформатора из 75-омного коаксиального кабеля.

через четвертьволновый симметрирующий мостик (рис. 6-35), либо при помощи симметрирующего U-колена, подключенного к вибратору через симметричный четвертьволновый трансформатор (рис. 6-36). Необходимую для этого длину отрезка кабеля можно взять из табл. 6-8.

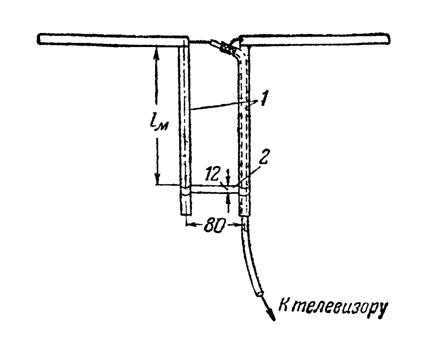


Рис. 6-35. Полуволновой вибратор с симметрирующим короткозамкнутым мостиком.

1 — трубки мостика (длина мостика $l_м = \lambda_{ср}/4$);
2 — короткозамыкающая перемычка.

Таблица 6-8

Длина отрезков кабеля l_1 и l_2 для схемы с U-коленом

Канал	l_1, *мм*	l_2, *мм*	Канал	l_1, *мм*	l_2, *мм*
1	2 850	950	6	840	280
2	2 400	800	7—8	780	260
3	1 860	620	9—10	720	240
4	1 680	560	11—12	675	225
5	1 545	515			

Примечание. Длина (в миллиметрах) указана для кабелей с коэффициентом укорочения $\frac{1}{\sqrt{\varepsilon}} = 0,66$.

Резонансная длина петлевого вибратора определяется по той же формуле, что и для линейного вибратора. Под эквивалентным диаметром вибратора $d_п$ понимают следующую величину:

$$d_п = \sqrt{2dA},$$

где d — диаметр трубки;
A — расстояние между осями трубок (см. рис. 6-28).

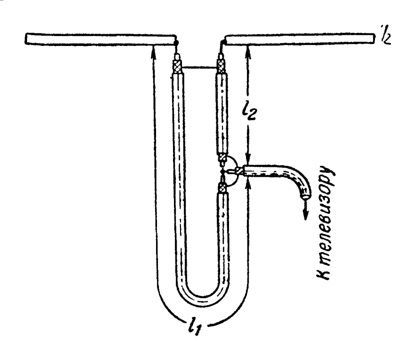


Рис. 6-36. Схема соединения линейного полуволнового вибратора с 75-омным коаксиальным кабелем при помощи U-колена.

Определив $d_п$, можно вычислить отношение $d_п/\lambda_{ср}$ и по графику на рис. 6-4 найти коэффициент укорочения вибратора.

Многопрограммная контурно-щелевая антенна с рефлектором на каналы 6-12 (рис. 6-37). Активный элемент антенны представляет собой прямоугольную рамку с размерами примерно $0,5\lambda_{ср}\cdot 0,2\lambda_{ср}$. Кабель питания подключается к серединам длинных сторон рамки через специальное трансформирующее устройство, выполненное в виде прямоугольной рамки, состоящей из трех горизонтальных и двух вертикальных проводников.

Вся конструкция антенны может быть выполнена из трубок диаметром 14—20 *мм* или уголков. Рефлектор крепится непосредственно на мачте (металлической или

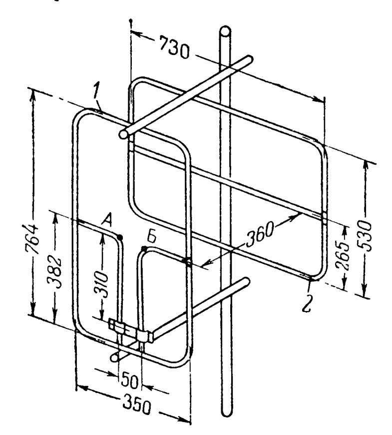


Рис. 6-37. Контурно-щелевая антенна.

1 — активный элемент; *2* — рефлектор (фидер подсоединяется к точкам *А* и *Б*).

деревянной), а активный элемент — на той же мачте при помощи двух стрел.

Контурно-щелевая антенна перекрывает семь каналов (6—12) с достаточно равномерной частотной характеристикой. Коэффициент усиления антенны равен 2,2 и меняется в пределах частот указанных семи каналов не более чем на 10%. Входное сопротивление антенны равно 300 *ом*.

Активные вибраторы соединяются с общим кабелем снижения через фильтры, выполненные из отрезков коаксиальных кабелей с волновым сопротивлением 75 *ом*. Фильтры нужны для развязки антенны между собой при использовании одного и того же фидера. Каждый из фильтров пропускает одну из волн и «накоротко замыкает» вторую.

Все вибраторы антенны изготавливаются из металлических трубок диаметром 12—20 *мм*. Они крепятся к стреле без изоляторов. Стрела с вибраторами укрепляется на металлической или деревянной мачте.

Фильтры и снижение могут быть выполнены из коаксиального кабеля с волновым сопротивлением 75 *ом*.

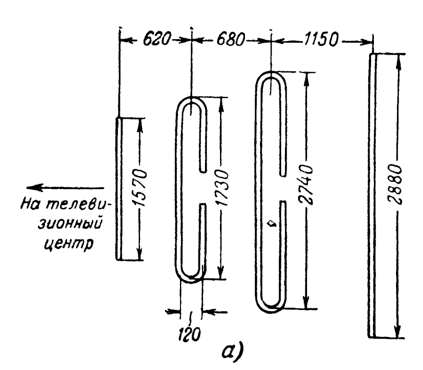
Коэффициент усиления антенны на каждом из каналов примерно равен коэффициенту усиления трехэлементных антенн.

Эта антенна может применяться и без пассивных вибраторов (при том же расстоянии между активными, петлевыми вибраторами и той же схеме кабельных соединений).

Антенны дециметровых и сантиметровых волн

В большинстве случаев на сантиметровых и миллиметровых волнах применяются остронаправленные антенны с направляющими поверхностями. Во многих случаях такие антенны применяются и на более длинных волнах, например на дециметровых длиной до 50 *см*.

Антенны с параболическим рефлектором представляют собой сплошную или сетчатую металлическую поверхность в виде параболоида вращения или цилиндрическую поверхность с параболическим сечением (рис. 6-39).



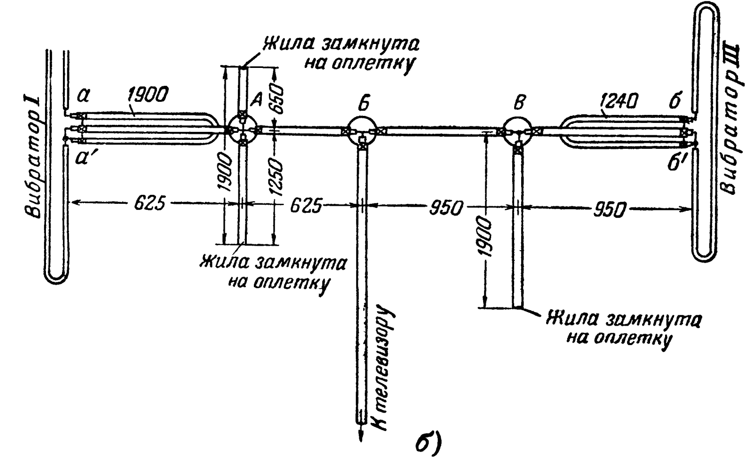


Рис. 6-38. Двухпрограммная антенна на каналы *1* и *3*.
а — схема расположения вибраторов; *б* — схема соединения кабелей.

Симметричный 300-омный кабель подключается к антенне непосредственно, а коаксиальный 75-омный — через U-колено длиной 500 *мм*. Как симметричный, так и коаксиальный кабели (с подвязанной петлей U-колена) должны отходить от точек подключения к антенне перпендикулярно плоскости рамки и спускаться вдоль мачты. Симметричный кабель крепится к мачте на изоляторах.

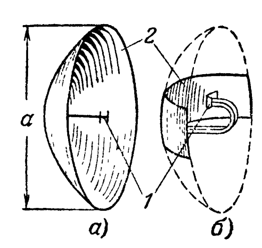
Двухпрограммная антенна на каналы 1 и 3 (рис. 6-38). Двухпрограммная антенна для приема двух телевизионных программ состоит из четырех вибраторов (двух активных и двух пассивных), расположенных на одной стреле. В качестве активных вибраторов используются петлевые вибраторы, один из которых (вибратор *I*) настроен на канал 1 (первая программа), а другой (вибратор *III*) — на канал 3 (вторая программа).

В качестве первичного источника излучения, называемого облучателем, применяются полуволновые вибраторы, а также рупорные, щелевые и другие типы антенн.

Параболическая поверхность обладает тем свойством, что лучи, падающие из фокуса на любую из ее точек, отражаются параллельно оси и длина лучей (*1-1*, *2-2*, *3-3* и т. д.), идущих из фокуса до произвольной прямой *MN*, равна для всех из них. Следовательно, к линии *MN* лучи приходят с одинаковыми фазами, и сферический фронт волны облучателя превращается в близкий к плоскому. Это и обусловливает высокую направленность антенны с параболическим рефлектором.

Так как фокусное расстояние *f* является параметром параболической поверхности и не связано с длиной волны (максимальное значение к. н. д. получается при величине

$f = 0{,}7\, R_0$), то изменение частоты не приводит к нарушению синфазности поля, отраженного от рефлектора. Поэтому диапазонность антенн с параболическими рефлекторами определяется только условиями согласованности облучателя с фидером и требованиями к неизменности характеристики направленности в диапазоне частот.



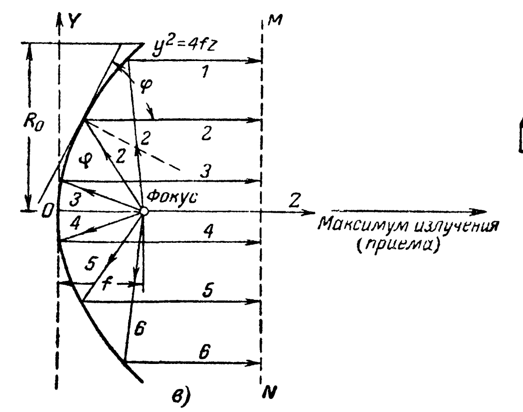


Рис. 6-39. Типы антенн с параболическим рефлектором.
а — параболоид вращения; *б* — усеченный параболоид (*1* — облучатель; *2* — рефлектор), *в* — ход лучей.

Ширина характеристики направленности (по половине мощности) определяется по формуле

$$\Phi_0^\circ\ \left((\text{или } \theta_0^\circ\right) \approx 60\,\frac{\lambda}{a},$$

где a — размер рефлектора в горизонтальном или вертикальном направлении.

Для увеличения направленности антенны необходимо увеличивать размеры рефлектора по сравнению с длиной волны.

Пример. Определить ширину характеристики направленности параболической антенны и ее к. н. д. на волне $\lambda = 10$ *см*, если $a_{\text{гор}} = 100$ *см*, $a_{\text{верт}} = 50$ *см*.

$$\Phi_0 = 60\cdot\frac{10}{100} = 6^\circ;\quad \theta_0 = 60\cdot\frac{10}{50} = 12^\circ;$$

$$D = \frac{22\,000}{6\cdot 12} \approx 300.$$

Рупорные антенны представляют собой устройство в виде волновода и присоединенного к нему рупора той или иной формы (рис. 6-40). Наиболее часто применяются пирамидальные рупорные антенны при возбуждении волновода волной типа TE_{10} (см. стр. 65). В качестве фидера обычно применяется коаксиальный кабель, внутренняя жила которого вводится в волновод на глубину $^1/_3$ ширины узкой стенки волновода и служит в качестве штыревого несимметричного вибратора. Для настройки антенны задняя стенка волновода выполняется подвижной.

Поляризация радиоволн, излучаемых (принимаемых) обычным рупором, является линейной и определяется расположением возбуждающего вибратора. Рупор позволяет увеличить направленное действие волновода, обеспечивая плавное изменение условий распространения радиоволн от волновода к свободному пространству.

При данном угле расширения φ_0 (рис. 6-40, *а*) направленное действие получается тем большим, чем больше длина рупора L, причем предельный угол $\varphi_{0\,\text{макс}}$ определяется по формуле

$$\sin\frac{\varphi_{0\,\text{макс}}}{2} = \frac{4a_{\text{р}}\lambda}{4a_{\text{р}}^2+\lambda^2}$$

где $a_{\text{р}}$ — размер рупора в направлении, перпендикулярном линиям электрического поля E.

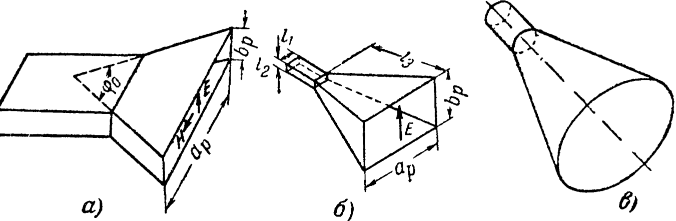


Рис. 6-40. Рупорные антенны.
а — секториальный рупор; *б* — пирамидальный рупор; *в* — конический рупор.

Ширина характеристики направленности рупорной антенны в плоскости E, совпадающей с ориентировкой силовых линий электрического поля (с ориентировкой возбуждающего вибратора), вычисляется по формуле

$$\Phi_E^\circ = 56\,\frac{\lambda}{b_{\text{р}}},$$

где $b_{\text{р}}$ — размер рупора в направлении, совпадающем с линиями электрического поля.

Ширина характеристики направленности в плоскости H, совпадающей с ориентировкой линий магнитного поля,

$$\theta_H^\circ = 67\,\frac{\lambda}{a_{\text{р}}}.$$

Коэффициент направленного действия рупорной антенны

$$D = \frac{10}{\lambda^2}\,a_{\text{р}}b_{\text{р}}.$$

Пример. Определить параметры рупорной секториальной антенны, обладающей размерами $a_{\text{р}} = 30$ *см*, $b_{\text{р}} = 3$ *см* на волне $\lambda = 10$ *см*.

Определим $\varphi_{0\text{макс}}$:

$$\sin\frac{\varphi_{0\,\text{макс}}}{2} = \frac{4\cdot 30\cdot 10}{4\cdot 30^2 + 10^2} = 0{,}325;\quad \frac{\varphi_{0\,\text{макс}}}{2} = 19^\circ.$$

По известным углу φ_0 и размеру $a_{\text{р}}$ определим размер L рупора:

$$L \approx \frac{a_{\text{р}}}{2\sin\frac{\varphi_{0\,\text{макс}}}{2}} = \frac{30}{2\cdot 0{,}325} = 46\ \text{см}.$$

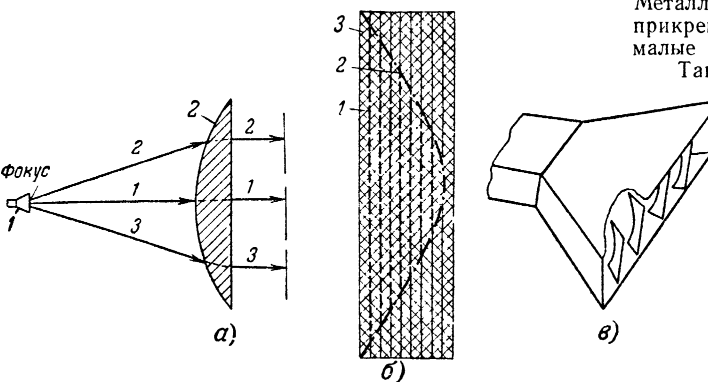


Рис. 6-41. Линзовые антенны.

а — замедляющая линза из высокочастотного диэлектрика (*1* — облучатель; *2* — линза), *б* — замедляющая линза из искусственного диэлектрика (*1* — металлические листы, *2* — профиль линзы; *3* — листы из полистирола); *в* — ускоряющая металло-пластинчатая линза.

Определяем ширину характеристики направленности:

$$\Phi_E = 56\cdot\frac{10}{3} \approx 187^\circ; \quad \theta_H = 67\cdot\frac{10}{30} \approx 22^\circ.$$

Находим к. н. д.:

$$D = \frac{10}{10^2}30\cdot 3 = 9.$$

По сравнению с параболической рупорная антенна при одинаковом направленном действии имеет бо́льшие габариты.

Линзовые антенны представляют собой устройство, состоящее из электрической линзы и облучателя, помещенного в ее фокусе. В линзовых антеннах происходят явления, аналогичные явлениям, сопровождающим работу оптических линз, заключающиеся в том, что перехватываемый линзой параллельный пучок лучей собирается в ее фокусе, а также наоборот, расходящийся пучок лучей от размещенного в фокусе источника света преобразуется на выходе линзы в параллельный пучок лучей.

Линзовые антенны разделяются на замедляющие, в которых фазовая скорость распространяющейся волны меньше ее скорости в свободном пространстве, и на ускоряющие, в которых фазовая скорость волны больше скорости в свободном пространстве.

З а м е д л я ю щ и е линзовые антенны выполняются из высокочастотного диэлектрика, например полистирола (рис. 6-41, *а*), или искусственного диэлектрика, изготовляемого из металлических дисков, шариков и т. д., расположенных в пространстве по профилю линзы (рис. 6-41, *б*). Металлические элементы в искусственном диэлектрике прикрепляются к листам пенополистирола, имеющего малые потери энергии и вес.

Так как диэлектрическая проницаемость диэлектрика больше единицы, то фазовая скорость радиоволн, проходящих через линзу, уменьшается. При этом волна, идущая от облучателя в направлении луча *1* (рис. 6-41, *а*), проходит по телу линзы (замедляясь) больший путь, чем в направлении лучей *2* и *3*, зато лучи *2* и *3* затрачивают большее время на пути до тела линзы. Таким образом, наряду с преломлением волн в диэлектрике, изменяющим направление хода лучей, происходит «выравнивание» фаз.

Подбором профиля линзы можно добиться того, чтобы на ее выходе лучи шли параллельно друг другу и имели одинаковые фазы, т. е. добиться превращения, например, сферического фронта волны облучателя в плоский фронт, обеспечивающий высокую направленность антенны.

У с к о р я ю щ и е линзовые антенны выполняются в виде набора параллельных металлических пластин при оптимальном расстоянии между ними 0,58—0,62 λ (металлопластинчатые линзы, рис. 6-41, *в*) или секций прямоугольных волноводов, оси которых параллельны оси линзы. В обоих случаях фазовая скорость радиоволн будет больше скорости в воздухе. Поэтому профиль ускоряющих линз обратен профилю замедляющих.

Направленное действие обоих видов линзовых антенн увеличивается при увеличении отношения поперечных размеров линзы к длине волны. Коэффициент направленного действия линзы равен:

$$D_{\text{макс}} \approx 2{,}4\frac{\pi S}{\lambda^2},$$

где S — геометрическая площадь сечения линзы.

Пример. Определить к. н. д. линзовой антенны с поперечными размерами 50 × 30 *см* на волне $\lambda = 3{,}2$ *см*.

$$D_{\text{макс}} = 2{,}4\cdot\frac{3{,}14\cdot 1\,500}{3{,}2^2} = 1\,100.$$

В качестве облучателей линзовых антенн применяются небольшие рупоры. Наиболее часто линзовую антенну сочленяют с рупорной, устанавливая в выходном отверстии (раскрыве) последней ускоряющую линзу (рис. 6-41, *в*). Это при той же направленности позволяет более чем в 10 раз сократить длину рупора.

Антенны поверхностных волн состоят из первичного источника излучения — в о з б у д и т е л я и металлической или диэлектрической поверхности — н а п р а в и т е л я, увеличивающего направленное действие возбудителя (рис. 6-42). Излученная возбудителем радио

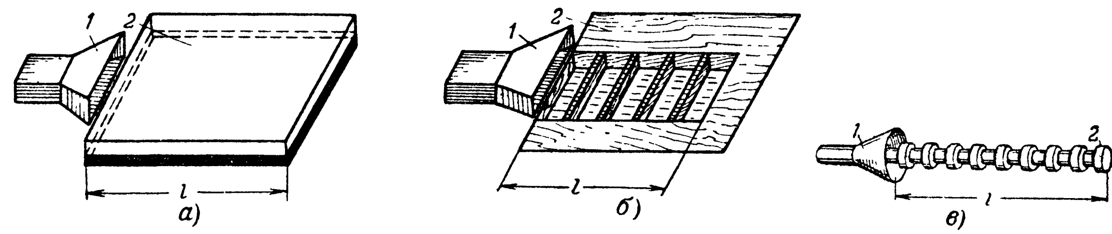


Рис. 6-42. Антенны поверхностных волн.

а — направитель в виде металлической пластины с диэлектрическим покрытием (*1* — возбудитель, *2* — направитель); *б* — направитель в виде плоской периодической структуры; *в* — направитель в виде цилиндрической периодической структуры.

частотная энергия распространяется вдоль направителя в виде плоской волны, называемой поверхностной волной, что и приводит к увеличению направленного действия антенны.

Создание поверхностной волны возможно при условии замедления фазовой скорости волны возбудителя по сравнению со скоростью в воздухе. Это замедление возможно получить, например, в случае применения в направителе плоской металлической пластины или стержня с тонким диэлектрическим покрытием (рис. 6-42, *а*).

Если бы направитель обладал идеальной проводимостью, то электромагнитные волны полностью излучались бы им в окружающую среду, так как внутри идеального проводника электрическое поле отсутствует. По мере уменьшения проводимости металла напряженность электрического поля в нем увеличивается, что приводит к уменьшению фазовой скорости и к концентрации энергии вдоль направителя. Однако при уменьшении проводимости резко растут потери энергии в металле. Поэтому в качестве направителя применяется металл с высокой проводимостью, покрытой слоем диэлектрика, в котором фазовая скорость волны меньше скорости в воздухе. Чем толще слой диэлектрика, тем сильнее поверхностная волна, но тем и больше потери энергии в диэлектрике.

Эффект уменьшения фазовой скорости волны можно получить также при возбуждении металлических плоских или цилиндрических поверхностей, имеющих периодическую структуру, например канавки (рис. 6-42, *б* и *в*).

Направленность излучения антенны поверхностных волн зависит:

1) в случае диэлектрического покрытия направителя — от его длины и ширины, увеличиваясь при их увеличении, а также от толщины диэлектрического слоя;

2) в случае периодической структуры направителя — от его длины и ширины, а также от глубины и ширины канавок и расстояния между выступами.

Коэффициент направленного действия антенны определяется по формуле

$$D = (7-8)\frac{l}{\lambda},$$

где l — длина направителя.

Диэлектрические антенны состоят из сплошного или трубчатого стержня из диэлектрика и расположенного внутри стержня облучателя в виде вибратора (рис. 6-43) или щели. Для получения однонаправленного излучения (приема) часть диэлектрического стержня со стороны сочленения с вибратором помещается в металлический патрон. Форма поперечного сечения стержней может быть круглой, квадратной, прямоугольной. Сплошные стержни обычно выполняются суживающимися к противоположному от облучателя концу, трубчатые же стержни имеют, как правило, постоянное поперечное сечение. Возбужденная облучателем в патроне, являющемся волноводом, волна распространяется по диэлектрическому стержню, частично отражаясь на границе раздела диэлектрика и воздуха, а частично излучаясь наружу. Поперечное сечение стержня подбирается так, чтобы переносимая волной энергия в основном концентрировалась вблизи поверхности стержня, а в направлении, перпендикулярном к нему, интенсивность излучения быстро убывала. Это возможно осуществить за счет замедления фазовой скорости в диэлектрике. Таким образом, диэлектрические антенны могут быть по принципу действия отнесены к антеннам поверхностных волн.

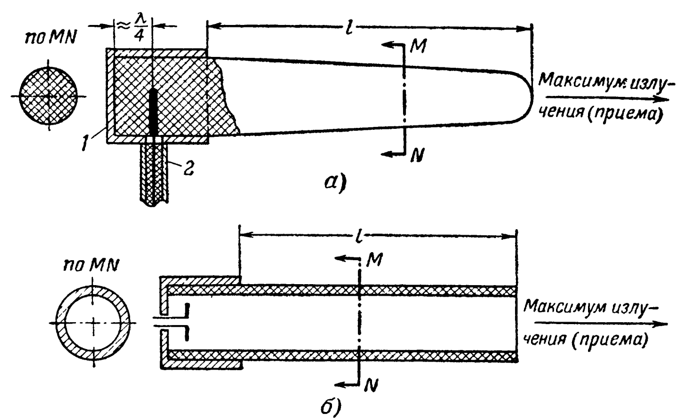


Рис. 6-43. Диэлектрические антенны.
а — со сплошным стержнем (*1* — металлический стакан; *2* — коаксиальный кабель); *б* — с трубчатым стержнем.

Максимум излучения антенны совпадает с осью стержня. Направленное действие антенны увеличивается при увеличении длины стержня l по сравнению с длиной волны. Увеличение отношения $l/\lambda > 3 \div 4$ приводит к росту амплитуды боковых лепестков характеристики направленности.

Характеристика направленности диэлектрической антенны определяется по формуле

$$F(\varphi) \approx F(\upsilon) = \frac{\sin\frac{\pi l}{\lambda}\left(\frac{\lambda}{\lambda_\varepsilon} - \cos\varphi\right)}{\frac{\pi l}{\lambda}\left(\frac{\lambda}{\lambda_\varepsilon} - \cos\varphi\right)},$$

где λ_ε — длина волны в диэлектрике.

Обычно для стержней используется диэлектрик с диэлектрической проницаемостью $\varepsilon = 2{,}5$. В этом случае при отношении $l/\lambda = 1 \div 2$ величина $\lambda/\lambda_\varepsilon = 0{,}65 \div 0{,}7$ (уменьшается при увеличении l/λ).

Коэффициент направленного действия антенны определяется так же, как и для антенны поверхностных волн.

Если одностержневая антенна не обеспечивает требуемой направленности, то применяют несколько диэлектрических антенн, питаемых синфазно.

Наибольший и наименьший диаметры сплошной стержневой антенны находятся по формулам:

$$d_{\text{макс}} \approx 0{,}565\frac{\lambda}{\sqrt{\varepsilon - 1}}; \quad d_{\text{мин}} \approx 0{,}355\frac{\lambda}{\sqrt{\varepsilon - 1}}.$$

Спиральные антенны выполняются в виде проволочной спирали, один конец которой присоединяется к внутренней жиле коаксиального кабеля (рис. 6-44). К оболочке кабеля в качестве противовеса присоединяется плоский металлический экран круглой или прямоугольной формы. По принципу действия спиральные антенны относятся к антеннам поверхностных волн с периодической структурой.

Спиральные антенны излучают радиоволны круговой поляризации (см. стр. 78). В зависимости от отношения общей длины витков спирали nL (где n — число витков, а L — длина одного витка) к длине волны антенна может быть направленной или слабонаправленной. Увеличение nL/λ приводит к увеличению направленности антенны. В случае $L/\lambda \approx 1$ в спиральной антенне устанавливается бегущая волна, обеспечивающая широкодиапазонность антенны.

Ширина характеристики направленности по половине мощности определяется по формуле

$$\Phi_0^\circ = \theta_0^\circ = \frac{52}{\frac{L}{\lambda}\sqrt{\frac{nl_0}{\lambda}}},$$

где l_0 — шаг витка спирали.

Коэффициент направленного действия антенны

$$D = 15\left(\frac{L}{\lambda}\right)^2 n \frac{l_0}{\lambda}.$$

Входное сопротивление антенны активно и находится по формуле

$$R_{\text{А. вх}} = 140\frac{L}{\lambda}.$$

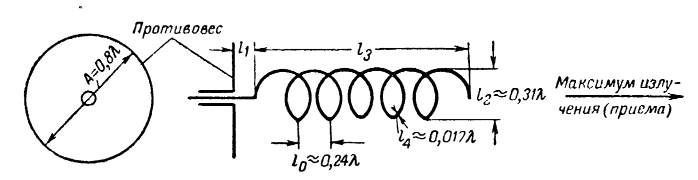


Рис. 6-44. Спиральная антенна.

Щелевые антенны выполняются в виде щелей той или иной формы, прорезанных в стенках волновода, оболочке коаксиального кабеля или металлическом листе (рис. 6-45). При возбуждении радиоволн внутри полых систем, например в волноводах, по их внутренним стенкам протекают в определенных направлениях токи проводимости. Если под углом 90° к направлению протекания токов прорезать узкую щель, то в этом месте возникает резкое изменение характера распределения токов, что равносильно нарушению экранировки замкнутой проводящей полости. Этим объясняется излучающее (приемное) действие щели.

На основании принципа двойственности щелевая антенна имеет своим аналогом проволочную антенну (вибратор) с такими же поперечным сечением и длиной, как и щель; при этом структура электрического (магнитного) поля щелевой антенны аналогична структуре магнитного (электрического) поля соответствующей вибраторной антенны (рис. 6-45, *а*).

Подобная эквивалентность полей обусловливает одинаковое направленное действие щелевой и аналоговой проволочной антенн. При этом необходимо только учитывать, что щелевая антенна обычно выполняется в замкнутой полости и, следовательно, излучает радиоволны только по одну сторону экрана, в то время как вибратор излучает радиоволны во всех направлениях.

Необходимо, также учитывать, что поляризация щели отлична на 90° от поляризации аналогового вибратора. Например, вертикальный вибратор излучает вертикально-поляризованные волны, а вертикальная щель — горизонтально-поляризованные волны.

Обычно применяются резонансные щели, чаще всего полуволновые. При этом длина щели должна быть близка к половине длины волны в волноводе ($\lambda_в$), а ширина щели — мала по сравнению с длиной.

С целью увеличения направленного действия щелевые антенны выполняются в виде ряда синфазно питаемых щелей (рис. 6-45, *б*), для чего они располагаются друг от друга на расстоянии $\lambda_в$.

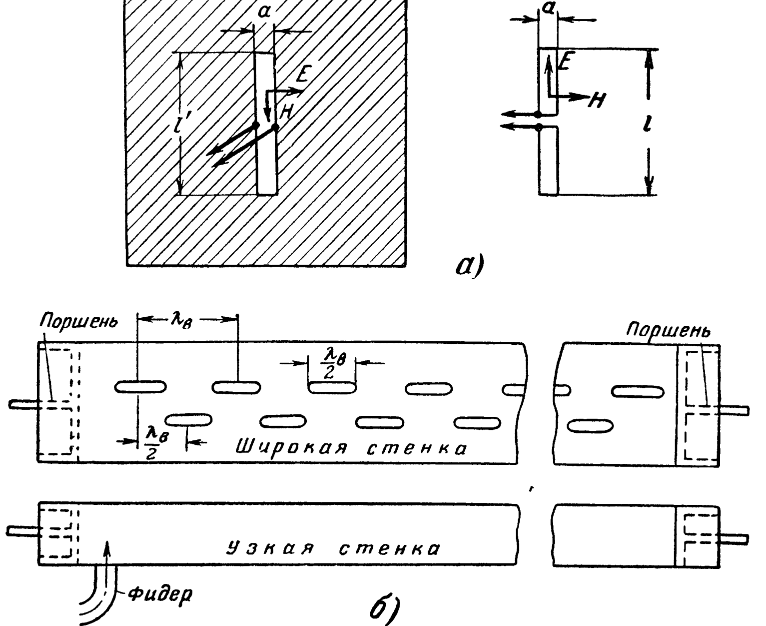


Рис. 6-45. Щелевые антенны.
а — щель в металлическом листе; *б* — синфазная многощелевая антенна.

6-9. ФИДЕРЫ

Антенный фидер представляет собой двухпроводную (иногда четырехпроводную) симметричную (рис. 6-46, *а* и *б*) или несимметричную (рис. 6-46, *в* и *г*) длинную линию, предназначенную для канализации радиочастотной энергии от передатчика к антенне или от антенны к приемнику.

К фидерам предъявляется требование обеспечения при канализации наименьших потерь энергии, слагающихся из потерь на излучение, нагревание металла и диэлектрика, на электрический пробой и т. д. Поэтому выбор типа фидера определяется длиной волны канализируемых колебаний, их мощностью и протяженностью линии передачи.

Симметричные двухпроводные фидеры (кабели), открытые или экранированные, применяются в большинстве случаев на волнах длиннее 10 *м*. На волнах короче нескольких метров открытые линии вследствие соизмеримости размера *d* с длиной волны, когда сдвиг фаз между полями, создаваемыми каждым проводом, становится отличным от 180°, создают ощутимые потери на излучение, т. е. фидер обладает антенным эффектом. В этом случае приходится применять симметричную экранированную линию (рис. 6-46, *б*), которая конструктивно довольно сложна и громоздка, или коаксиальный кабель, являющийся несимметричным фидером.

Однако коаксиальные кабели заполнены диэлектриком для крепления внутренней жилы, что обусловливает потери энергии на нагревание диэлектрика. На волнах короче 10 *см* диэлектрические потери в коаксиальном кабеле становятся чрезмерно большими. Поэтому на волнах короче 10 *см* в качестве фидеров применяются волноводы (рис. 6-47, *а*), не имеющие внутри заполнения из диэлектрика, или однопроводные линии передачи (рис. 6-47, *б*). Поперечные размеры волноводов на сантиметровых и миллиметровых волнах получаются небольшими (см. стр. 65).

Однопроводная линия выполняется в виде металлического провода, покрытого тонким слоем диэлектрика. Это обусловливает образование вдоль провода поверхностной волны, т. е. энергия концентрируется вдоль провода. Рупор обеспечивает начальную концентрацию энергии вдоль провода, что позволяет уменьшить слой диэлектрика и, таким образом, уменьшить потери энергии, которые получаются меньше потерь в волноводе.

Рис. 6-46. Двухпроводные фидеры.

а — симметричная открытая линия (*1* — провода фидера, *2* — изолятор); *б* — симметричная экранированная линия (*1* — провода фидера, *2* — изолятор, *3* — металлический экран, *4* — защитная оболочка), *в* — коаксиальный жесткий кабель (*1* — внутренняя жила, *2* — оболочка — внешняя жила, *3* — изолятор), *г* — коаксиальный гибкий кабель (*1* — внутренняя жила, *2* — изолятор, *3* — оболочка — внешняя жила, *4* — защитная оболочка).

На сантиметровых волнах находит также применение ленточная линия, состоящая из двух проводящих лент, разделенных слоем диэлектрика. Эти линии обычно обладают бо́льшими потерями по сравнению с волноводами.

Наиболее желательным режимом передачи энергии вдоль фидеров является режим бегущей волны. При этом

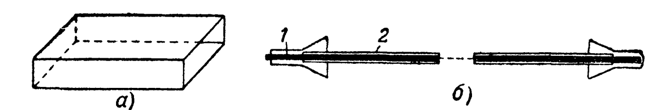


Рис. 6-47. Фидеры сантиметровых и миллиметровых волн.

а — волновод прямоугольного сечения; *б* — однопроводная линия (*1* — коаксиальный кабель; *2* — диэлектрик).

перенос радиочастотной энергии происходит при наименьших значениях тока, а значит, и минимальных ее потерях и, кроме того, при наименьших значениях напряжения, что позволяет канализировать более мощные колебания без опасности электрического пробоя. Для установления режима бегущей волны необходимо обеспечить согласование сопротивлений, а именно, равенство входного сопротивления антенны $R_{А.\,вх}$ волновому сопротивлению фидера $\varrho_ф$.

Для суждения о соответствии распределения тока и напряжения вдоль фидера случаю бегущей волны пользуются понятием к о э ф ф и ц и е н т а б е г у щ е й в о л н ы (к. б. в.) $k_б$, который равен отношению минимального значения напряжения $u_{мин}$ к максимальному $u_{макс}$:

$$k_б = \frac{u_{мин}}{u_{макс}}.$$

Иногда пользуются также понятием коэффициента стоячей волны, являющегося обратной величиной к. б. в.

В режиме бегущей волны $k_б = 1$, в режиме стоячей волны $k_б = 0$, в режиме смешанных волн $0 < k_б < 1$.

Требования к величине к б. в. определяются различными условиями, но обычно согласование считается удовлетворительным, если величина к. б. в. не падает ниже 0,8—0,9. При известных значениях $R_{А.\,вх}$ и $\varrho_ф$

$$k_б = \frac{R_{А.\,вх}}{\varrho_ф} \text{ (при } R_{А.\,вх} < \varrho_ф)$$

или

$$k_б = \frac{\varrho_ф}{R_{А.\,вх}} \text{ (при } R_{А.\,вх} > \varrho_ф).$$

Пример. Определить к. б. в. фидера, питающего полуволновый вибратор, если $\varrho_ф = 50$ *ом*.

$$k_б = \frac{50}{73,1} \approx 0,68.$$

Подобный фидер во многих случаях не может считаться удовлетворительно согласованным с антенной, и необходимо выполнить согласование одним из изложенных выше способов.

Эффективность применения тех или иных фидеров оценивается с помощью коэффициента полезного действия $\eta_ф$. При небольших потерях к. п. д. фидера вычисляется по формуле

$$\eta_ф = \frac{1}{1 + \beta_{пог} l_ф \left(k_б + \frac{1}{k_б}\right)},$$

где $\beta_{пог.}$ — погонное затухание, *неп/м*;

$l_ф$ — длина фидера, *м*.

Основные параметры некоторых радиочастотных кабелей

Тип кабеля	Затухание, *мнеп/м*		Волновое сопротивление $\varrho_ф$, *ом*	Коэффициент укорочения
	50 *Мгц*	100 *Мгц*		
Коаксиальные кабели				
РК-1	9	13	75	0,666
РК-2	7	10	75	0,666
РК-3	6 5	8	75	0,666
РК-19	10	14	50	0,666
РК-20	8	10	75	0,666
РК-31	16	21 5	70	0,590
Симметричные кабели				
РД-13	12	20	85	0,666
РД-14	5 5	8	130	0,666
РД-16	7	10	200	0,666
РД-18	12	20	100	0,666
КАТВ	13	21	300	0,810

ГЛАВА СЕДЬМАЯ

ЭЛЕКТРОВАКУУМНЫЕ ПРИБОРЫ

7-1. УСЛОВНЫЕ ОБОЗНАЧЕНИЯ ЭЛЕКТРОВАКУУМНЫХ ПРИБОРОВ

Условные обозначения современных отечественных электровакуумных приборов состоят из четырех элементов.

Первый элемент обозначения

Для приемно-усилительных ламп — число, указывающее напряжение накала в вольтах (округленно).

Для генераторных УКВ ламп — буквы ГУ.

Для электронно-лучевых приемных и осциллографических трубок — число, указывающее диаметр или диагональ экрана в сантиметрах.

Для стабилитронов (газонаполненных стабилизаторов напряжения) — буквы СГ.

Для бареттеров (стабилизаторов тока) — число, указывающее ток стабилизации в амперах (по новому ГОСТ — буквы СТ).

Второй элемент обозначения

Для приемно-усилительных ламп — буква, характеризующая тип лампы:

Диоды	Д
Двойные диоды	Х
Триоды	С
Двойные триоды	Н
Триоды с одним или двумя диодами	Г
Пентоды экранированные с удлиненной характеристикой	К
Пентоды экранированные с короткой характеристикой	Ж
Частотопреобразовательные лампы с двумя управляющими сетками	А
Выходные пентоды и лучевые тетроды	П
Пентоды с одним или двумя диодами	Б
Индикаторы настройки	Е
Кенотроны	Ц
Триод-пентоды	Ф
Триод-гексоды и триод-гептоды	И

Для осциллографических трубок и кинескопов с электростатическим отклонением луча — буквы ЛО.

Для осциллографических трубок с электромагнитным отклонением луча — буквы ЛМ.

Для кинескопов с электромагнитным отклонением луча — буквы ЛК.

Для стабилитронов — число, указывающее порядковый номер типа прибора.

Для бареттеров — буква Б (по новому ГОСТ — номер типа).

Генераторные лампы второго элемента в условном обозначении не имеют.

Третий элемент обозначения

Для премно-усилительных и генераторных ламп и электронно-лучевых трубок — число, указывающее порядковый номер типа прибора.

Для стабилитронов — буква, имеющая такое же значение, как четвертый элемент для приемно-усилительных ламп.

Для бареттеров — два числа, разделенных тире (—), указывающих напряжение начала и конца стабилизации в вольтах (по новому ГОСТ — буква, как и у стабилитронов).

Четвертый элемент обозначения

Для приемно-усилительных ламп — буква, характеризующая конструктивное оформление лампы, а именно:

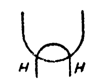
Лампа в металлическом баллоне	Без обозначения
Лампа в стеклянном баллоне	С
Лампа пальчиковая	П
Сверхминиатюрная лампа диаметром 10 *мм*	Б
То же диаметром 6 *мм*	А
Лампа типа «желудь»	Ж
Лампа с замком на ключе	Л
Лампа с дисковыми выводами	Д

Для электронно-лучевых трубок может быть введена буква, обозначающая тип фосфора, применяемого для экрана.

Для других приборов четвертый элемент не используется.

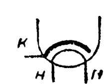
Для некоторых ламп старых выпусков сохранены прежние наименования

7-2. СХЕМАТИЧЕСКОЕ ИЗОБРАЖЕНИЕ ЭЛЕКТРОВАКУУМНЫХ ПРИБОРОВ



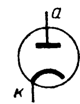
Катод прямого накала

н — нить накала.



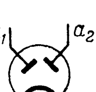
Подогревный катод

к — катод.



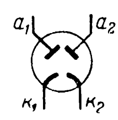
Диод или одноанодный кенотрон

а — анод



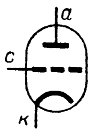
Двойной диод или двуханодный кенотрон

a_1 — первый анод; a_2 — второй анод.



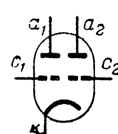
Двойной диод или двуханодный кенотрон с раздельными катодами

$к_1$ — первый катод; $к_2$ — второй катод.



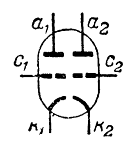
Триод

с — сетка.

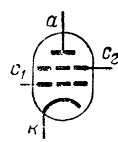


Двойной триод

c_1 — первая сетка; c_2 — вторая сетка.

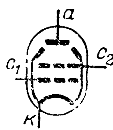


Двойной триод с раздельными катодами

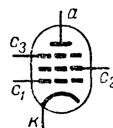


Тетрод

c_1 — первая сетка (управляющая);
c_2 — вторая сетка (экранирующая).

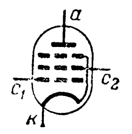


Лучевой тетрод



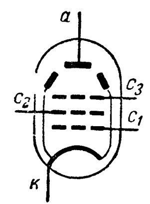
Пентод

c_3 — третья сетка (защитная).



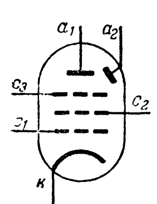
Пентод

Защитная сетка соединена с катодом.



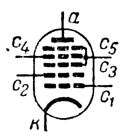
Пентод с катодной сеткой

c_1 — катодная сетка; c_2 — управляющая сетка; c_3 — экранирующая сетка.



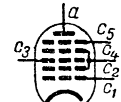
Пентод с вторичной эмиссией

a_2 — динод



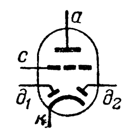
Гептод

c_1 — первая сетка (гетеродинная);
c_2 — вторая сетка (анод гетеродина);
c_4 — четвертая сетка (сигнальная),
c_3 и c_5 — экранирующие сетки.



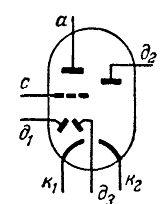
Гептод

c_3 — третья сетка (сигнальная);
c_5 — пятая сетка (защитная);
c_2 и c_4 — экранирующие сетки.

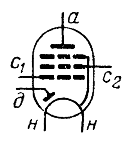


Двойной диод-триод

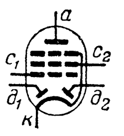
$д_1$ — анод первого диода; $д_2$ — анод второго диода.



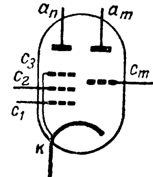
Тройной диод-триод



Диод-пентод.

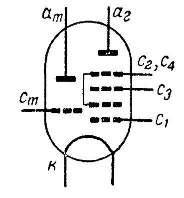


Двойной диод-пентод.



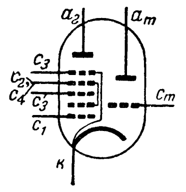
Триод-пентод

$c_т$ — сетка триода; $a_т$ — анод триода.



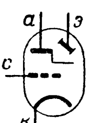
Триод-гексод

c_1 — первая сетка гексода (сигнальная); c_3 — третья сетка гексода (гетеродинная).



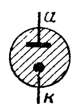
Триод-гептод

c_1 — первая сетка гептода (сигнальная); c_3 — третья сетка гептода (гетеродинная).

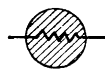


Индикатор настройки

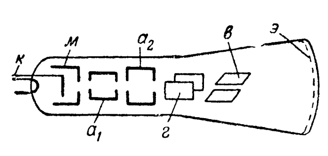
э — светящийся экран.



Газоразрядный стабилизатор напряжения (стабилитрон).

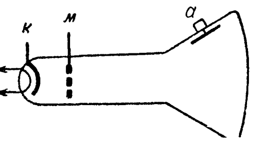


Стабилизатор тока.



Осциллографическая трубка

к — катод; м — модулятор; a_1 — первый анод; a_2 — второй анод; г — горизонтально отклоняющие пластины; в — вертикально отклоняющие пластины; э — экран.



Кинескоп

к — катод; м — модулятор; a — анод.

7-3. СРАВНИТЕЛЬНАЯ ТАБЛИЦА УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ ЭЛЕКТРОВАКУУМНЫХ ПРИБОРОВ

Обозначение по ГОСТ 5461-56	Прежнее обозначение
Диоды	
6Д3Д	—
6Д4Ж	9004
6Д6А	6Д1А
Двойные диоды	
2Х1Л	
6Х2П	6Х2П
6Х6С	6Х6М
6Х7Б	—
12Х3С	—
Триоды	
1С12П	—
2С3А	—
2С4С	2А3
2С14Б	—
4С3С	—
6С1Ж	955
6С1П	9002
6С2П	—
6С2С	6Ж5
6С3Б	—
6С3П	—
6С4П	—
6С4С	6В4
6С5Д	—
6С5С	6С5
6С6Б	6С1Б
6С7Б	6С2Б
6С8С	—
6С9Д	—
6С11Д	—
6С13Д	—
6С15П	—
6С16Д	—
6С17К	—
6С18С	—
6С19П	—
12С3С	—
—	УО186
Двойные триоды	
1Н3С	1Н1
6Н1П	—
6Н2П	—
6Н3П	—
6Н4П	—
6Н5П	—
6Н5С	6Н11
6Н6П	—
6Н7С	—
6Н8С	6Н8М
6Н9С	6Н9М
6Н10С	—
6Н12С	—
6Н13П	—
6Н14П	—
6Н15П	6Н15, 6J6
6Н16Б	—
6Н17Б	—

Обозначение по ГОСТ 5461-56	Прежнее обозначение
Двойные диод-триоды	
6Г1	6SR7
6Г2	6SQ7
6Г3П	—
6Г7	6Г7
12Г1	12SR7
12Г2	12SQ7
Лучевые тетроды	
2П1П	—
2П2П	—
6П1П	—
6П3С	6П3
6П6С	6V6
6П7С	6П7
6П13С	—
6П21С	—
—	2П9М
—	30П1С
—	Г-807
Тетроды	
6Э5П	—
6Э6П	—
Пентоды	
06Ж6Б	—
06П2Б	—
1Ж17Б	—
1Ж18Б	—
1К1П	—
1К2П	—
1П2Б	—
1П3Б	—
1П4Б	—
2Ж14Б	—
2Ж15Б	—
2Ж27Л	—
2Ж27П	—
2П19Б	—
2П29Л	—
2П29П	—
4Ж1Л	—
4П1Л	—
6В1П	—
6Ж1Б	—
6Ж1Ж	954
6Ж1П	6АК5
6Ж2Б	—
6Ж2П	—
6Ж3	6SH7
6Ж3П	6АЖ5
6Ж4	6АС7
6Ж4П	—
6Ж5Б	—
6Ж5П	—
6Ж6С	Z-62 D
6Ж7	6Ж7
6Ж8	6SJ7
6Ж9П	—

Обозначение по ГОСТ 5461-56	Прежнее обозначение
6Ж10Б	—
6Ж10П	—
6Ж11П	—
6Ж21П	—
6Ж22П	—
6Ж23П	—
6К1Б	—
6К1Ж	950
6К1П	Л-104
6К3	6SK7
6К4	6SG7
6К4П	6К2П
6К7	6К7
6К9С	6К9М
6П9	6АГ7
6П13С	—
6П14П	—
6П15П	—
12Ж1Л	—
12Ж3Л	—
12Ж8	12SJ7
12К3	12SK7
12К4	12SG7
—	2Ж2М
—	2К2М
—	4Ф6С
—	5Ф6С
Диод-пентоды	
1Б1П	—
1Б2П	—
Двойные диод-пентоды	
6Б2П	Л-100
6Б8С	6Б8М
Гептоды	
1А1П	—
1А2П	—
6А2П	Л-99
6А3П	—
6А7	6SA7
6А8	6А8
6А10С	6А10
—	6Л7
—	СО-242
Триод-пентоды	
6Ф1П	—
Триод-гексоды	
1И2П	—
Триод-гептоды	
6И1П	—
Индикаторы настройки	
6Е1П	—
6Е5С	6Е5
Кенотроны	
1Ц1С	1Ц1
1Ц7С	1ВД2
1Ц11П	—
2Ц2С	2Х2/879

Обозначение по ГОСТ 5461-56	Прежнее обозначение
5Ц3С	5U4G
5Ц4С	5Ц4С
5Ц8С	—
5Ц9С	—
5Ц12П	—
6Ц4П	6Х4П
6Ц5С	6Х5С
6Ц10П	—
6Ц13П	—
30Ц6С	30Ц6С
—	5Ц4М
—	30Ц1М
Стабилитроны	
СГ1П	—
СГ2П	—
СГ2С	75С5-30
СГ3С	105С5-30
СГ4С	150С5-30
СГ5Б	—
СГ13П	—
СГ15П	—
СГ16П	—
СГ202Б	—
СГ301С	—
СГ302С	—
СГ303С	—
Бареттеры	
—	0,24Б12-18
—	0,3Б17-35
—	0,3Б65-135
	0,425Б5,5-12
	0,85Б5,5-12
—	1Б5-9
—	1Б10-17
Осциллографические трубки	
5ЛО38	ЛО-738
7ЛО1А	—
7ЛО55	—
8ЛО29	ЛО-729
13ЛО2С	—
13ЛО3И	—
13ЛО4	—
13ЛО5А	—
13ЛО6И	—
13ЛО36	ЛО-736
13ЛО37	ЛО-737
13ЛО54	—
13ЛО104А	—
Кинескопы	
18ЛК4Б	—
18ЛК5Б	—
18ЛК15	ЛК-715А
18ЛО40Б	ЛК-470
23ЛК1Б	—
31ЛК2Б	—
35ЛК2Б	—
40ЛК1Б	—
43ЛК2Б	—
43ЛК3Б	—
43ЛК6Б	—
43ЛК7Б	—
53ЛК2Б	—
53ЛК5Б	—

7-4. КОНСТРУКЦИИ ЛАМП

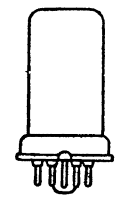
Обычные лампы содержат одну ламповую систему в баллоне (диод, триод, пентод и т. д.).

Двойные лампы содержат две одинаковые ламповые системы в баллоне (двуханодный кенотрон, двойной диод, двойной триод и т. п.).

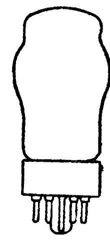
Комбинированные лампы содержат в одном баллоне несколько различных ламповых систем, имеющих обычно общий катод (диод-триод, двойной диод-триод, диод-пентод триод-гексод и т п).

Лампы прямого накала — лампы, у которых нить накала является одновременно источником электронов — катодом.

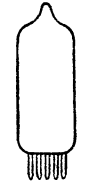
Лампы косвенного накала (подогревные) — лампы, у которых катод, излучающий электроны, отделен от нити накала изолирующим слоем. Нить накала выполняет только роль подогревателя катода. Поверхность катода покрыта специальным составом, содержащим окислы (оксиды) бария, кальция и стронция. Благодаря этому катод способен давать большую электронную эмиссию при относительно невысокой температуре (600—700° С) и, следовательно, малой затрате мощности на его разогрев. Перекал катода, т. е. работа при повышенном напряжении накала, приводит к постепенной потере эмиссии и сокращению срока службы лампы, а недокал, т. е. работа при пониженном напряжении накала, опасен в случае, если одновременно поддерживается высокое анодное напряжение, так как это приводит к ускоренному разрушению активного слоя на поверхности катода.



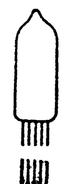
Металлические лампы — баллон металлический, цоколь из пластмассы, восьмиштырьковый, с направляющим ключом в центре.



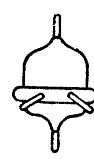
Стеклянные лампы — баллон стеклянный, цоколь из пластмассы, восьмиштырьковый, с направляющим ключом в центре.



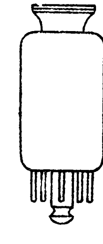
Пальчиковые лампы — цельностеклянные, выводные штырьки укреплены непосредственно в стеклянном дне лампы.



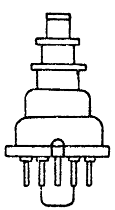
Сверхминиатюрные лампы — цельностеклянные с цилиндрическим или сплюснутым баллоном, выводы от электронов выполнены в виде мягких проводников, выходящих из стеклянной ножки лампы.



Лампы типа «желудь» — цельностеклянные, выводы от электродов выполнены в виде жестких штырьков, выходящих наружу через утолщенный поясок, идущий вокруг баллона, а также через верхнюю и нижнюю части баллона.



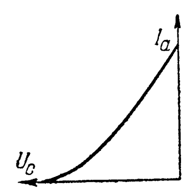
Лампы с замком на ключе — баллон стеклянный, цоколь (он же экран) металлический с направляющим ключом в центре, на конце ключа замок в виде кольцевой выемки, захватываемой пружиной в ламповой панельке.



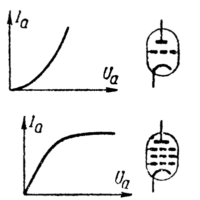
Лампы с дисковыми выводами (так называемые «маячковые») — баллон стеклянный, цоколь пластмассовый восьмиштырькового типа с направляющим ключом в центре, выводы от электродов выполнены в виде металлических дисков, впаянных в ступенчатый баллон.

Лампы стержневого типа — в металлическом оформлении, с цилиндрическими посребренными выводами анода и катода и с дисковым выводом сетки.

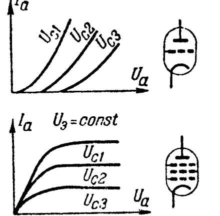
7-5. ХАРАКТЕРИСТИКИ ЛАМП



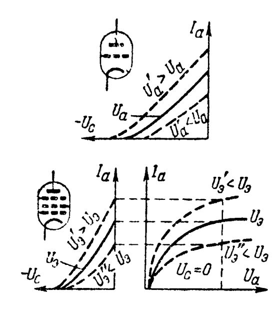
Анодно-сеточная характеристика показывает, как изменяется анодный ток лампы в зависимости от изменения напряжения на управляющей сетке, если напряжение на аноде и остальных электродах поддерживается постоянным.



Анодная характеристика выражает зависимость анодного тока лампы от напряжения на ее аноде, если напряжение на управляющей сетке (смещение) и остальных электродах поддерживается постоянным. Анодные характеристики пентодов и лучевых тетродов отличаются по форме от характеристик триодов.



Семейство анодных характеристик — несколько анодных характеристик лампы, отличающихся тем, что каждая из них снята при другом значении напряжения смещения на сетке. Семейство анодных характеристик позволяет произвести графически ряд расчетов для усилительного каскада (определить наивыгоднейшую величину сопротивления нагрузки, подсчитать усиление, выходную мощность, нелинейные искажения и т. д.).



Влияние анодного и экранного напряжений на положение характеристик. Положение анодно-сеточной характеристики у триода определяется анодным напряжением Положение анодно-сеточных и анодных характеристик пентода и лучевого тетрода определяется главным образом экранным напряжением. Влияние анодного напряжения крайне незначительно.

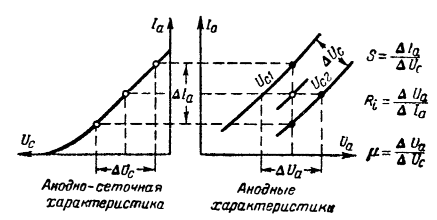
7-6. ПАРАМЕТРЫ ЛАМП

Крутизна характеристики S показывает, на сколько миллиампер изменяется анодный ток лампы при изменении напряжения управляющей сетки на 1 *в* при неизменном напряжении на аноде и остальных сетках (у многоэлектродных ламп); выражается в миллиамперах на вольт (*ма/в*). При наличии нагрузки в анодной цепи изменение анодного тока будет меньше и действительная величина крутизны в таких условиях (динамическая крутизна) меньше S.

$S=\frac{\mu}{R_i}$	
$\frac{S\cdot R_i}{\mu}=1$	
$R_i=\frac{\mu}{S}$	$\mu=S\cdot R_i$
$S=ма/в$; $R_i=ком$	

Внутреннее сопротивление R_i показывает, на сколько вольт надо изменить напряжение на аноде лампы, чтобы ее анодный ток изменился на 1 *ма* при неизменном напряжении на управляющей сетке и остальных сетках (у многоэлектродных ламп). Выражается для приемно-усилительных ламп в килоомах и характеризует внутреннее сопротивление лампы как генератора переменного тока.

Коэффициент усиления μ показывает, во сколько раз действие на анодный ток одного вольта сеточного напряжения эффективнее действия одного вольта анодного напряжения. Величина μ указывает предельное



значение усиления по напряжению, которое могло бы быть получено при бесконечно большом сопротивлении нагрузки, когда внутренним сопротивлением лампы можно было бы пренебречь.

Крутизна преобразования $S_п$ — параметр, приводимый для частотопреобразовательных ламп и показывающий величину тока промежуточной частоты (в миллиамперах), который создается в анодной цепи лампы при подаче на ее управляющую сетку сигнала с напряжением 1 *в*.

Входное активное сопротивление лампы быстро понижается с ростом рабочей частоты вследствие влияния времени пролета электронов и индуктивности ввода катода. Оно определяется по формуле

$$R_{вх}=\frac{k}{f^2}\ [Мом],$$

где f — частота, *Мгц*; k — коэффициент, приведенный в табл. 7-1, *Мом·Мгц*².

Таблица 7-1

Лампа	k	Лампа	k
1Ж17Б	210	6Ж20П	18
1Ж18Б	280	6Ж21П	20
1С12П	120	6Ж22П	12
2Ж27П	54	6К1П	24
6А7	12,5	6К3	20
6Ж1Б	29	6К4	10
6Ж1Ж	75	6К4П	68
6Ж1П	60	6Н3П	50
6Ж2П	36	6Н14П	1—80
6Ж3	13		2—140
6Ж3П	36	6П9	3
6Ж4	7,5	6С1Ж	164
6Ж5Б	25	6С1П	185
6Ж8	20	6С6Б	54
6Ж9П	18	6Ф1П	20
6Ж11П	2	6Э5П	2,8

Эквивалентное шумовое сопротивление лампы $R_ш$ — сопротивление, на концах которого при комнатной температуре получается напряжение шумов, равное напряжению шумов лампы, пересчитанному в цепь сетки.

Для триодов

$$R_ш\approx\frac{2{,}5\div3}{S}\ [ком],$$

а для пентодов

$$R_ш\approx\frac{I_а}{I_а+I_э}\left(\frac{2{,}5}{S}+20\ \frac{T_э}{S^2}\right)[ком],$$

где S — крутизна, *ма/в*, $I_а$ и $I_э$ — анодный и экранный токи, *ма*.

Значения $R_ш$ для некоторых ламп приведены в табл. 7-2.

Таблица 7-2

Лампа	$R_ш$, *ом*	Лампа	$R_ш$, *ом*
1Ж17Б	6 000	6Ж20П	1 000
1Ж18Б	6 000	6Ж21П	1 000
2Ж27П	7 000	6Ж22П	500
6Б8С	4 000	6К1П	13 300
6Ж1Б	4 000	6К3	11 100
6Ж1Ж	5 310	6К4	3 700
6Ж1П	3 700	6Н3П	700
6Ж1П (триодом)	380	6Н8С	960
6Ж2П	5 180	6Н14П	700
6Ж3П	1 630	6Н15П	470
6Ж4	700	6П9	1 160
6Ж4 (триодом)	220	6С1Ж	1 130
6Ж4П	3 710	6С1П	1 130
6Ж5Б	1 000	6С3П	200
6Ж6С	510	6С4П	200
6Ж8	6 150	6С15П	400
6Ж9П	350	6Ф1П	1 500

Добротность — параметр, характеризующий пригодность лампы-пентода для широкополосного усиления. Добротность определяется выражением

$$D = \frac{S}{2\pi C},$$

где $C = C_{вых} + C_{вх} + C_{м}$ (здесь $C_{вых}$ и $C_{вх}$ — выходная и входная емкости лампы, а $C_{м}$ — емкость монтажа, обычно принимаемая равной 10 *пф*).

Добротность численно равна произведению ширины полосы пропускания F на максимальный коэффициент усиления K, достижимый при данной емкости C в однокаскадном видеоусилителе без коррекции или в одноконтурном резонансном усилителе,

$$D = FK.$$

Значения добротности (добротность выражается в мегагерцах) некоторых ламп приведены в табл. 7-3.

Таблица 7-3

Тип лампы	*D, Мгц*	Тип лампы	*D, Мгц*
6Ж1П	46	6Ж9П	129
6Ж3П	47	6Ж10П	46,5
6Ж4	58,5	6Ж11П	163
6Ж4П	40	6Ж21П	152
6Ж5Б	80	6Ж22П	240
6Ж5П	69		

Выходная добротность — параметр, характеризующий способность лампы развивать большую амплитуду выходного напряжения при широкой полосе пропускания; определяется выражением

$$B = \frac{\frac{1}{2} I_{а.\,макс}}{2\pi C},$$

где $I_{а.\,макс}$ — максимально допустимое значение анодного тока; C — та же емкость, которая входит в определение добротности.

Выходная добротность численно равна произведению ширины полосы пропускания F на максимальную амплитуду выходного напряжения $U_{вых.\,макс}$, достижимую в оконечном каскаде видеоусилителя без коррекции или в одноконтурном усилителе промежуточной частоты,

$$B = FU_{вых.\,макс}.$$

Выходная добротность выражается в *Мгц·в*. Значения выходной добротности некоторых ламп приведены в табл. 7-4.

Таблица 7-4

Тип лампы	*B, Мгц·в*	Тип лампы	*B, Мгц·в*
6Ж1П	71,5	6П9	158
6Ж3П	75,5	6П15П	183
6Ж4	65	6П18П	288

Для односторонних импульсов выходная добротность $B_{и} = 2B$.

7-7. СПЕЦИАЛЬНЫЕ ТИПЫ ЛАМП

Лампы с мелкоструктурной сеткой. В этих лампах применяется плоская управляющая сетка, навитая из чрезвычайно тонкой проволоки (диаметром порядка 8 *мк*) и находящаяся на очень малом расстоянии от катода (примерно 40 *мк*). По такому принципу построены, например, лампы 6Ж9П, 6Ж11П и 6Э5П, у которых крутизна доходит до 20—30 *ма/в*.

Лампы с вторичной эмиссией. В лампах этой конструкции анодный ток создается не только электронами, излучаемыми катодом, но и вторичными электронами, выбиваемыми под действием ударов первичных электронов основного потока из специального дополнительного электрода, называемого **динодом**. Примером лампы такой конструкции является пентод 6В1П, у которого крутизна характеристики доведена до величины порядка 30 *ма/в*.

Лампы с катодной сеткой. В этих лампах для повышения крутизны используется давно известный, но долгие годы не находивший применения способ введения в лампу добавочной так называемой **катодной сетки**, помещаемой между катодом и управляющей сеткой и находящейся под небольшим положительным потенциалом. Эта сетка создает вблизи управляющей сетки облачко электронов, из которых и образуется анодный ток лампы. Большая поверхность облачка (называемого иногда виртуальным катодом) и малое расстояние между ним и управляющей сеткой позволяют получить большую крутизну. Так, у ламп 6Ж20П и 6Ж21П, представляющих собой лучевые тетроды с дополнительной катодной сеткой, крутизна характеристики измеряется величиной 17 *ма/в*, а у лампы 6Ж22П она доходит до 30 *ма/в*.

7-8. СПРАВОЧНЫЕ ДАННЫЕ ЭЛЕКТРОВАКУУМНЫХ ПРИБОРОВ

Параметры и цифровые данные режимов работы ламп приводятся ниже вместе с изображением их цоколевки. В числителе указывается напряжение на данном электроде относительно катода в вольтах, в знаменателе — ток в амперах или миллиамперах. Для ламп, требующих автоматического смещения, у вывода катода указывается величина сопротивления в катоде. У двойных триодов значение параметров приводится для одного триода.

Для электронно-лучевых трубок напряжение на электродах указывается таким же образом, причем для модулятора (первая сетка на чертеже) указывается величина запирающего отрицательного напряжения.

Нумерация штырьков (внешних выводов) соответствует виду на цоколь лампы снизу.

Все лампы расположены в порядке нумерации их условных наименований.

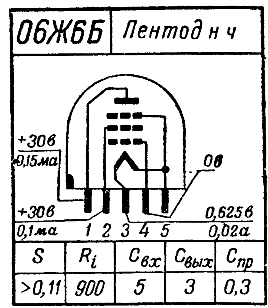
Для выходных ламп приводятся, кроме того, семейства анодных характеристик. Эти семейства для пентодов и тетродов даны для экранных напряжений, соответствующих основному рабочему режиму, указанному на изображении цоколевки лампы. Для некоторых ламп допускается работа в различных режимах. Вместе с семейством характеристик указываются также и предельно допустимые напряжения на аноде и на экранирующей сетке.

Следует иметь в виду, что для выходных ламп не допускается использование в цепи управляющей сетки сопротивлений утечки более 0,5—1 *Мом*.

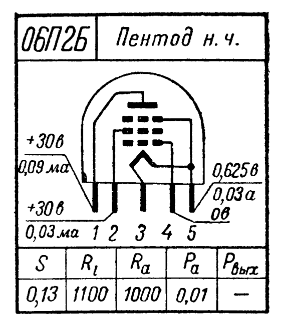
Сокращения и условные обозначения

в. ч. — высокая частота;
с. в. ч — сверхвысокая частота;
н. ч — низкая частота;
S — крутизна характеристики, *ма/в*;
$S_п$ — крутизна преобразования, *ма/в*;
$S_г$ — крутизна гетеродинной части лампы, *ма/в*;
R_i — внутреннее сопротивление, *ком*;
μ — коэффициент усиления;
$R_а$ — сопротивление нагрузки, *ком*;
$P_а$ — максимально допустимая мощность, рассеиваемая на аноде, *вт*;
$P_{вых}$ — полезная мощность (получающаяся при допустимой величине коэффициента нелинейных искажений), *вт*;
$C_{а.к}$ — емкость анод — катод у диодов, *пф*;
$C_{вх}$ — входная емкость (сетка — катод у триодов и сетка — катод, экран и защитная сетка у пентодов), *пф*;
$C_{вых}$ — выходная емкость (анод-катод у триодов и анод—катод, экран и защитная сетка у пентодов), *пф*;
$C_{пр}$ — проходная емкость (управляющая сетка — анод), *пф*;
$C_{а.а}$ — емкость между анодами двойной лампы, *пф*;
$C_{к.п}$ — емкость катод — подогреватель, *пф*;
$U_а$ — напряжение анода;
$U_{с1}$ — напряжение сетки первой;
$U_{с2}$ — напряжение сетки второй;
$U_{обр}$ — наибольшая амплитуда обратного напряжения между анодом и катодом, *в*;
$I_а$ — ток анода, *ма*;
I_m — наибольший импульс выпрямленного тока (на один анод), *ма*;
$I_в$ — выпрямленный ток (на один анод), *ма*;
$U_з$ — напряжение зажигания, *в*;
$U_{ст}$ — напряжение стабилизации (у стабилизаторов тока — начало и конец стабилизации), *в*;
$I_{ст}$ — ток стабилизации, *ма*;
а — анод; *к* — катод, *п* — подогреватель; *м* — модулятор; *и* — искрогаситель.

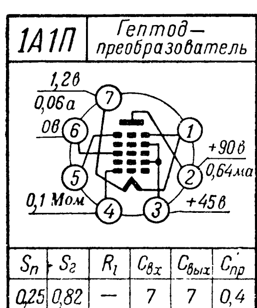
Схемы соединений электродов с выводами, параметры и данные режимов



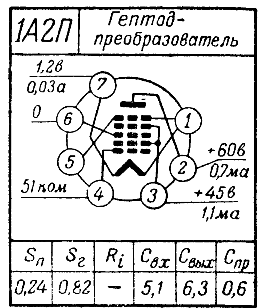
S	R_i	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
>0,11	900	5	3	0,3



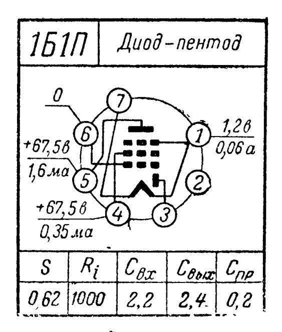
S	R_i	R_a	P_a	$P_{вых}$
0,13	1100	1000	0,01	—



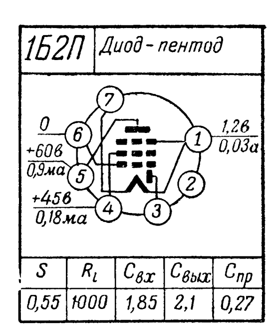
$S_п$	$S_г$	R_i	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
0,25	0,82	—	7	7	0,4



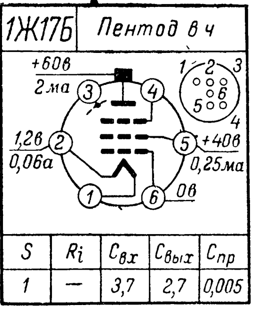
$S_п$	$S_г$	R_i	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
0,24	0,82	—	5,1	6,3	0,6



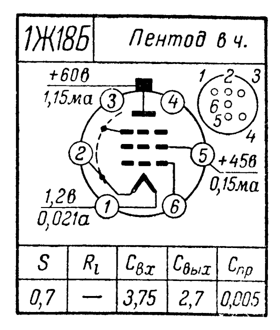
S	R_i	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
0,62	1000	2,2	2,4	0,2



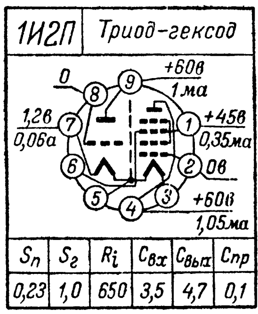
S	R_i	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
0,55	1000	1,85	2,1	0,27



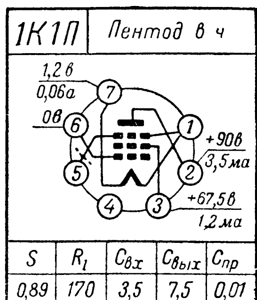
S	R_i	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
1	—	3,7	2,7	0,005



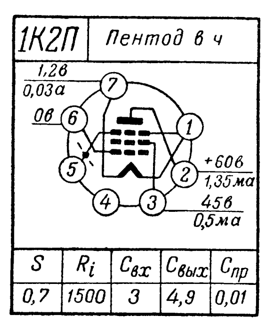
S	R_i	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
0,7	—	3,75	2,7	0,005



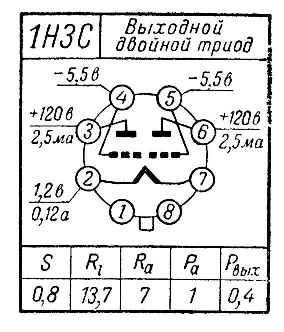
$S_п$	$S_г$	R_i	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
0,23	1,0	650	3,5	4,7	0,1



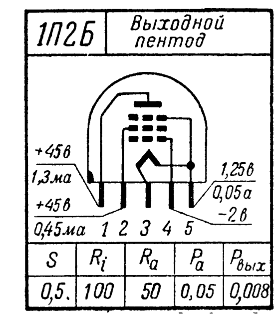
S	R_i	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
0,89	170	3,5	7,5	0,01



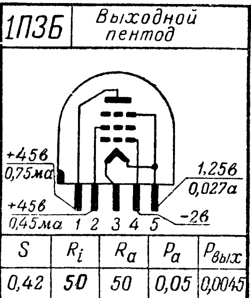
S	R_i	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
0,7	1500	3	4,9	0,01



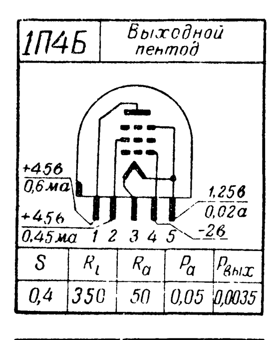
S	R_i	R_a	P_a	$P_{вых}$
0,8	13,7	7	1	0,4



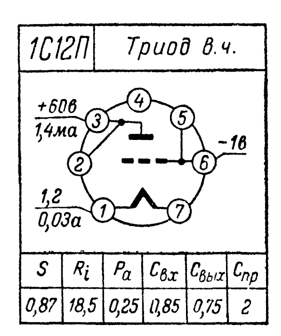
S	R_i	R_a	P_a	$P_{вых}$
0,5	100	50	0,05	0,008



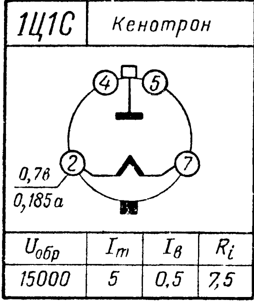
S	R_i	R_a	P_a	$P_{вых}$
0,42	50	50	0,05	0,0045



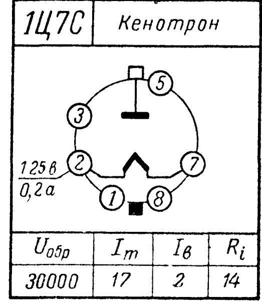
S	R_i	R_a	P_a	$P_{вых}$
0,4	350	50	0,05	0,0035



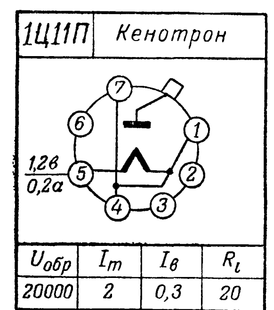
S	R_i	P_a	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
0,87	18,5	0,25	0,85	0,75	2



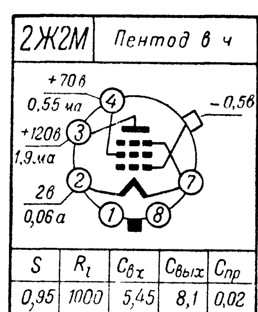
$U_{обр}$	I_m	$I_в$	R_i
15000	5	0,5	7,5



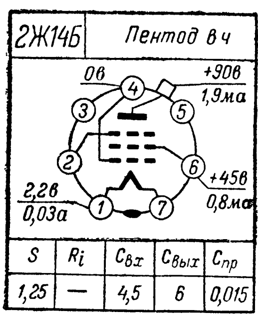
$U_{обр}$	I_m	$I_в$	R_i
30000	17	2	14



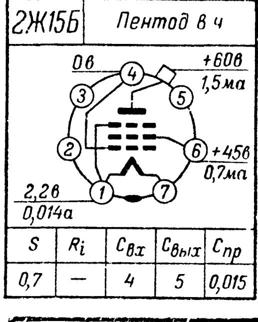
$U_{обр}$	I_m	$I_в$	R_i
20000	2	0,3	20



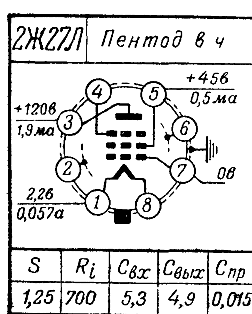
S	R_i	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
0,95	1000	5,45	8,1	0,02



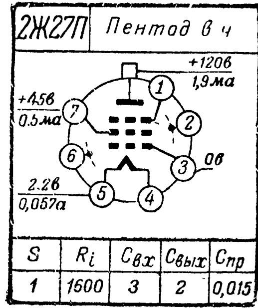
S	R_i	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
1,25	—	4,5	6	0,015



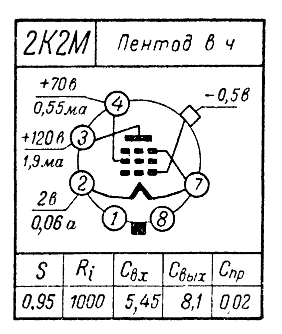
S	R_i	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
0,7	—	4	5	0,015



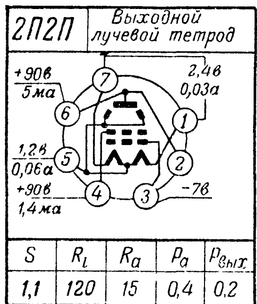
S	R_i	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
1,25	700	5,3	4,9	0,015



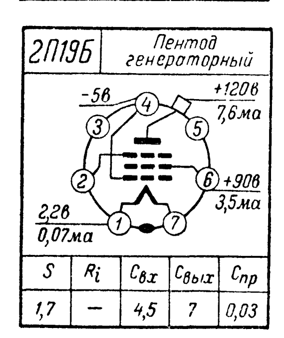
S	R_i	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
1	1600	3	2	0,015



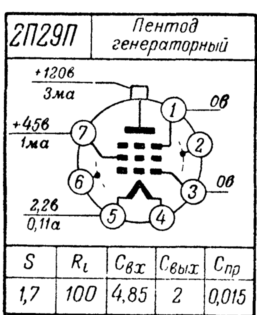
S	R_i	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
0,95	1000	5,45	8,1	0,02



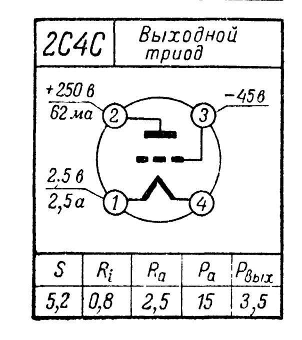
S	R_i	R_a	P_a	$P_{вых}$
1,7	100	10	1,1	0,21



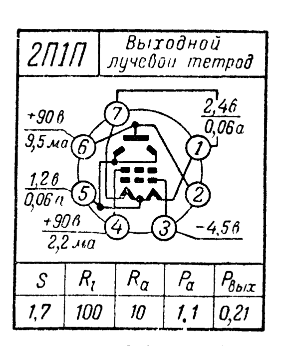
S	R_i	R_a	P_a	$P_{вых}$
1,1	120	15	0,4	0,2



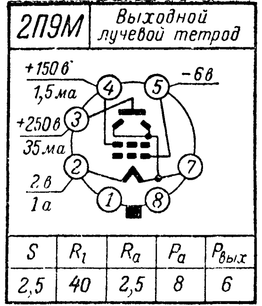
S	R_i	R_a	P_a	$P_{вых}$
2,5	40	2,5	8	6



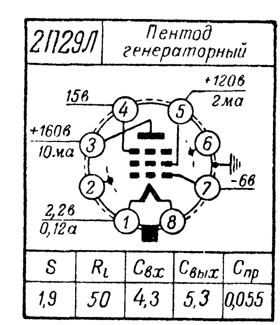
S	R_i	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
1,7	—	4,5	7	0,03



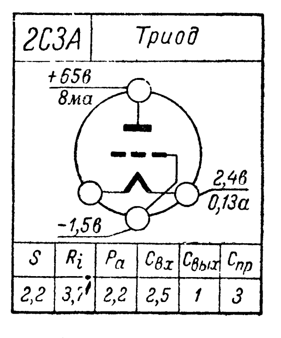
S	R_i	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
1,9	50	4,3	5,3	0,055



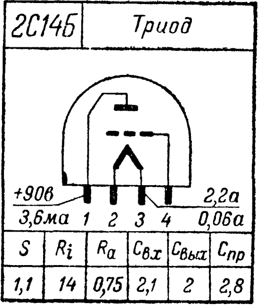
S	R_i	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
1,7	100	4,85	2	0,015



S	R_i	P_a	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
2,2	3,7	2,2	2,5	1	3

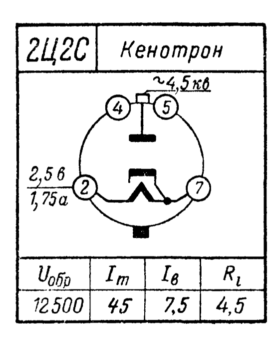


S	R_i	R_a	P_a	$P_{вых}$
5,2	0,8	2,5	15	3,5



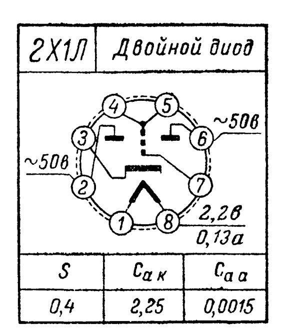
S	R_i	R_a	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
1,1	14	0,75	2,1	2	2,8

2Ц2С Кенотрон



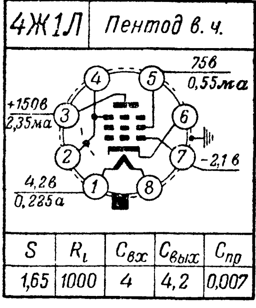
$U_{обр}$	I_m	$I_в$	R_i
12500	45	7,5	4,5

2Х1Л Двойной диод



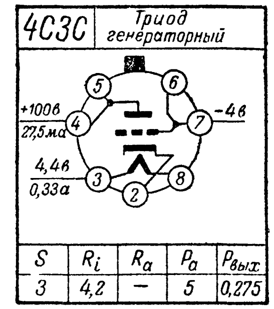
S	$C_{ак}$	$C_{аа}$
0,4	2,25	0,0015

4Ж1Л Пентод в. ч.



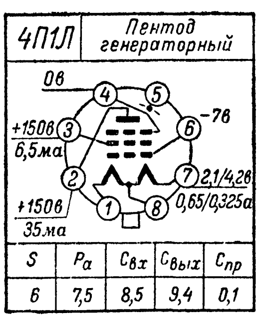
S	R_i	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
1,65	1000	4	4,2	0,007

4С3С Триод генераторный



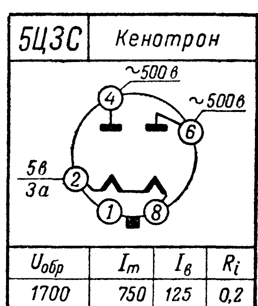
S	R_i	R_a	P_a	$P_{вых}$
3	4,2	—	5	0,275

4П1Л Пентод генераторный



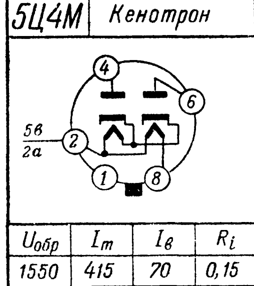
S	P_a	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
6	7,5	8,5	9,4	0,1

5Ц3С Кенотрон



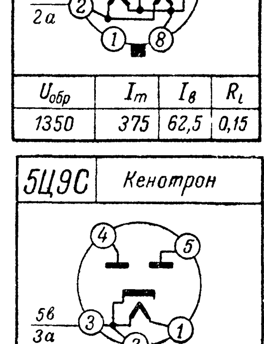
$U_{обр}$	I_m	$I_в$	R_i
1700	750	125	0,2

5Ц4М Кенотрон



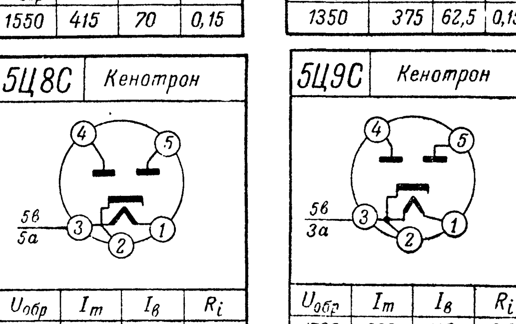
$U_{обр}$	I_m	$I_в$	R_i
1550	415	70	0,15

5Ц4С Кенотрон



$U_{обр}$	I_m	$I_в$	R_i
1350	375	62,5	0,15

5Ц8С Кенотрон

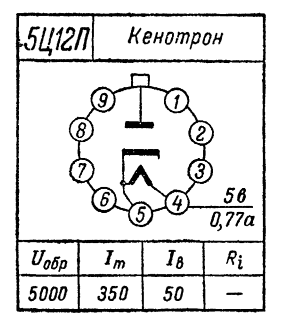


$U_{обр}$	I_m	$I_в$	R_i
1700	1200	210	0,2

5Ц9С Кенотрон

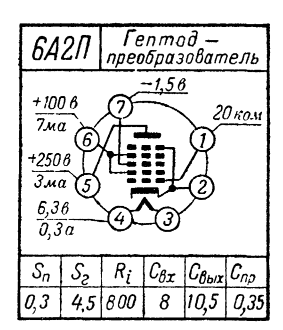
$U_{обр}$	I_m	$I_в$	R_i
1700	600	102	0,3

5Ц12П Кенотрон



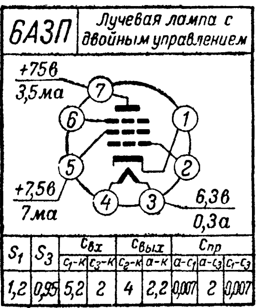
$U_{обр}$	I_m	$I_в$	R_i
5000	350	50	—

6А2П Гептод — преобразователь



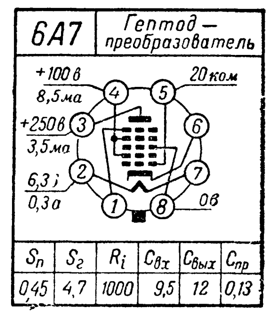
$S_п$	$S_г$	R_i	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
0,3	4,5	800	8	10,5	0,35

6А3П Лучевая лампа с двойным управлением



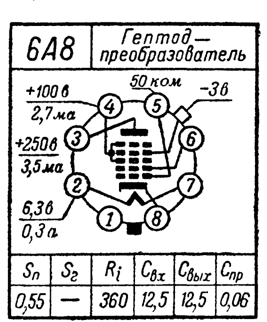
S_1	S_3	$C_{вх}$		$C_{вых}$		$C_{пр}$		
		c_1-к	c_3-к	c_2-к	а-к	а-c_1	а-c_3	c_1-c_3
1,2	0,95	5,2	2	4	2,2	0,007	2	0,007

6А7 Гептод — преобразователь



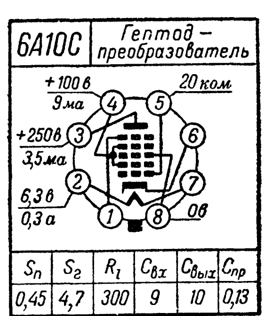
$S_п$	$S_г$	R_i	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
0,45	4,7	1000	9,5	12	0,13

6А8 Гептод — преобразователь



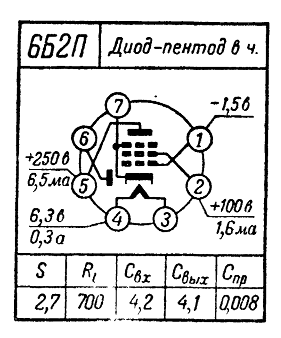
$S_п$	$S_г$	R_i	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
0,55	—	360	12,5	12,5	0,06

6А10С Гептод — преобразователь



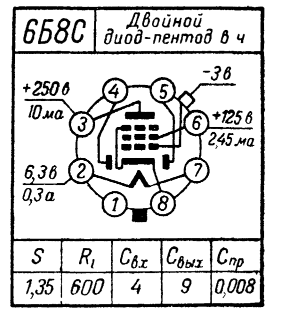
$S_п$	$S_г$	R_i	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
0,45	4,7	300	9	10	0,13

6Б2П Диод-пентод в ч.



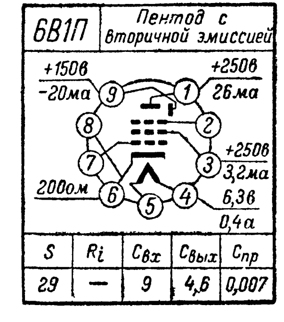
S	R_i	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
2,7	700	4,2	4,1	0,008

6Б8С Двойной диод-пентод в ч



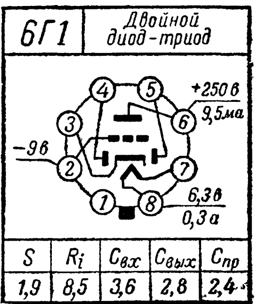
S	R_i	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
1,35	600	4	9	0,008

6В1П Пентод с вторичной эмиссией



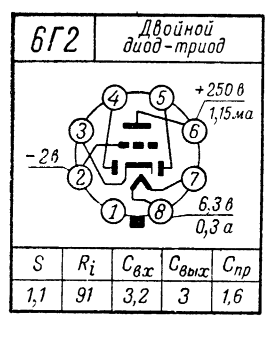
S	R_i	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
29	—	9	4,6	0,007

6Г1 Двойной диод-триод



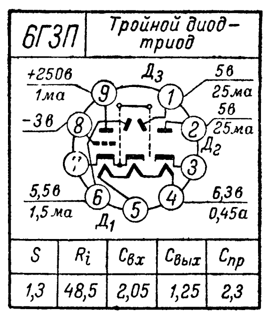
S	R_i	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
1,9	8,5	3,6	2,8	2,4

6Г2 — Двойной диод-триод



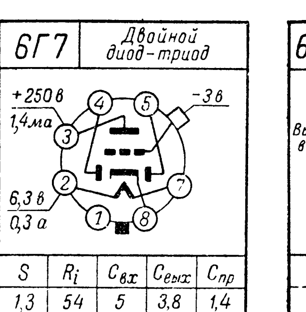
S	R_i	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
1,1	91	3,2	3	1,6

6Г3П — Тройной диод-триод



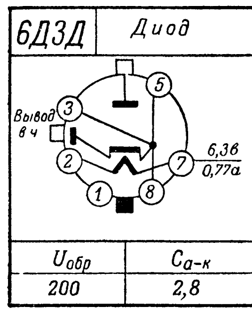
S	R_i	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
1,3	48,5	2,05	1,25	2,3

6Г7 — Двойной диод-триод



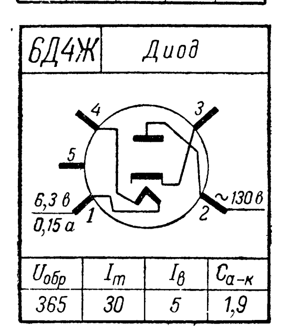
S	R_i	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
1,3	54	5	3,8	1,4

6Д3Д — Диод



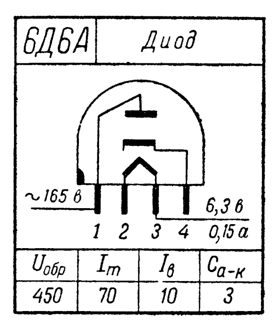
$U_{обр}$	$C_{а-к}$
200	2,8

6Д4Ж — Диод



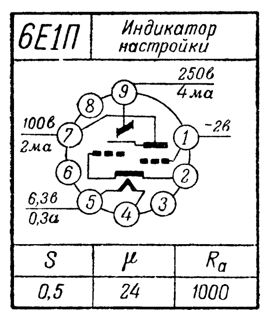
$U_{обр}$	I_m	$I_в$	$C_{а-к}$
365	30	5	1,9

6Д6А — Диод



$U_{обр}$	I_m	$I_в$	$C_{а-к}$
450	70	10	3

6Е1П — Индикатор настройки



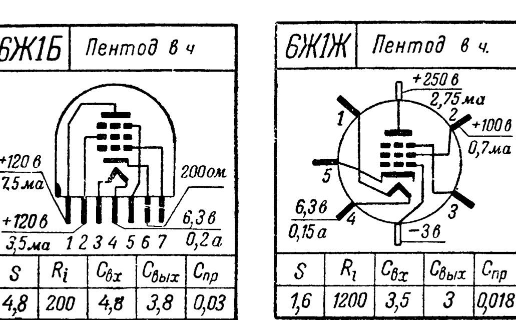
S	μ	R_a
0,5	24	1000

6Е5С — Индикатор настройки

S	μ	R_a
1,2	24	1000

6Ж1Б — Пентод в ч

6Ж1Ж — Пентод в ч.



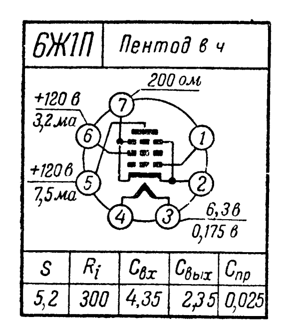
6Ж1Б:

S	R_i	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
4,8	200	4,8	3,8	0,03

6Ж1Ж:

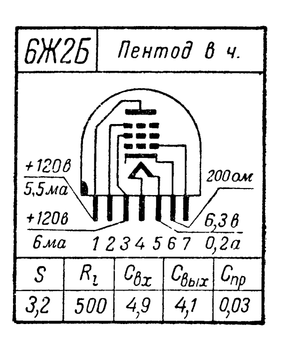
S	R_i	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
1,6	1200	3,5	3	0,018

6Ж1П — Пентод в ч



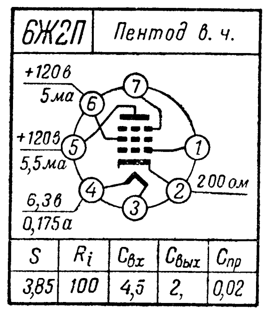
S	R_i	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
5,2	300	4,35	2,35	0,025

6Ж2Б — Пентод в ч.



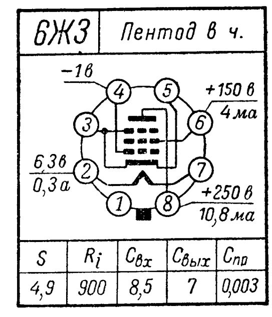
S	R_i	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
3,2	500	4,9	4,1	0,03

6Ж2П — Пентод в. ч.



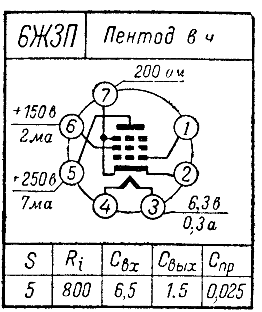
S	R_i	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
3,85	100	4,5	2,	0,02

6Ж3 — Пентод в ч.



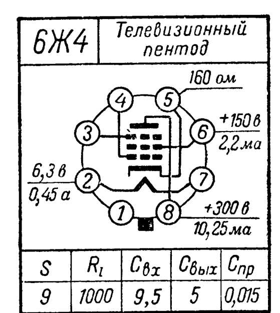
S	R_i	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
4,9	900	8,5	7	0,003

6Ж3П — Пентод в ч



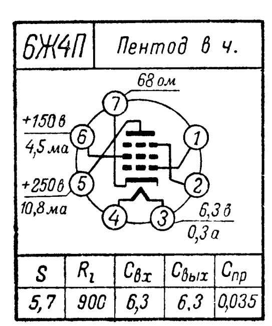
S	R_i	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
5	800	6,5	1.5	0,025

6Ж4 — Телевизионный пентод



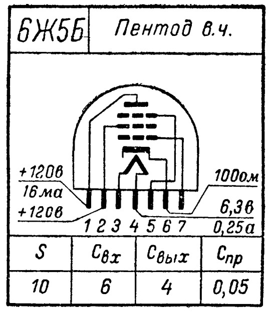
S	R_i	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
9	1000	9,5	5	0,015

6Ж4П — Пентод в ч.



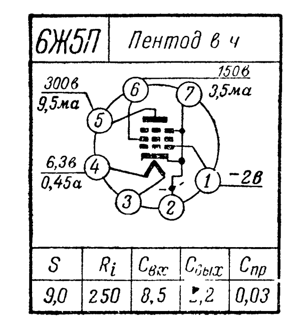
S	R_i	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
5,7	900	6,3	6.3	0,035

6Ж5Б — Пентод в.ч.



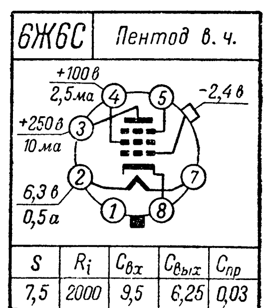
S	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
10	6	4	0,05

6Ж5П — Пентод в ч

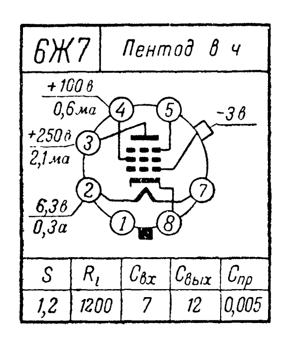


S	R_i	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
9,0	250	8,5	2,2	0,03

6Ж6С — Пентод в. ч.

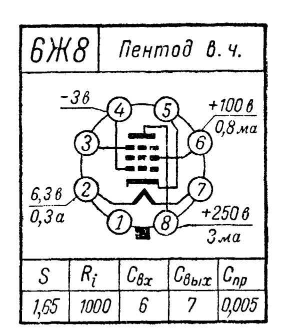


S	R_i	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
7,5	2000	9,5	6,25	0,03



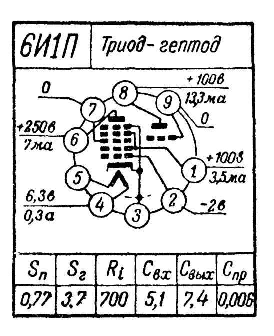
6Ж7 Пентод в ч

S	R_i	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
1,2	1200	7	12	0,005



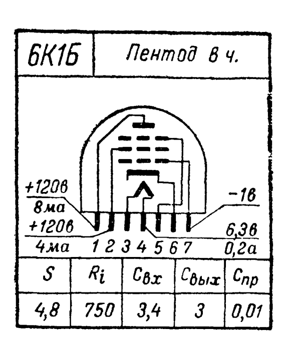
6Ж8 Пентод в. ч.

S	R_i	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
1,65	1000	6	7	0,005



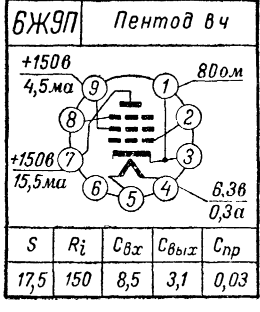
6И1П Триод-гептод

$S_п$	$S_г$	R_i	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
0,77	3,7	700	5,1	7,4	0,006



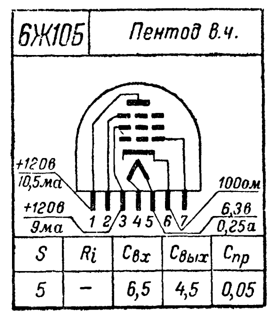
6К1Б Пентод в ч.

S	R_i	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
4,8	750	3,4	3	0,01



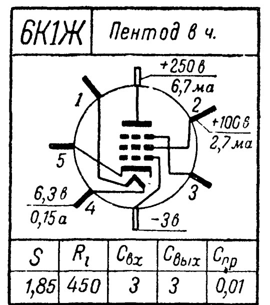
6Ж9П Пентод в ч

S	R_i	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
17,5	150	8,5	3,1	0,03



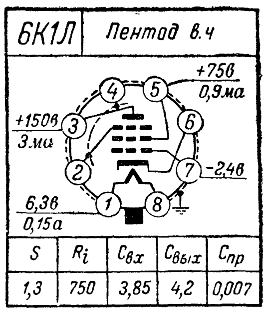
6Ж10Б Пентод в.ч.

S	R_i	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
5	–	6,5	4,5	0,05



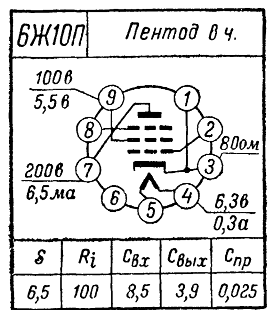
6К1Ж Пентод в ч.

S	R_i	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
1,85	450	3	3	0,01



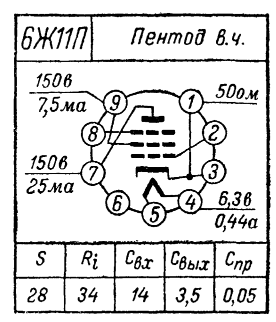
6К1Л Пентод в.ч

S	R_i	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
1,3	750	3,85	4,2	0,007



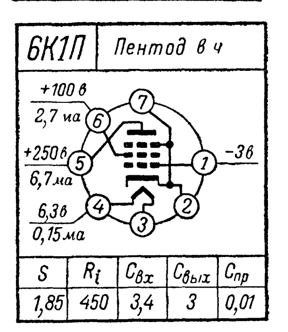
6Ж10П Пентод в ч.

S	R_i	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
6,5	100	8,5	3,9	0,025



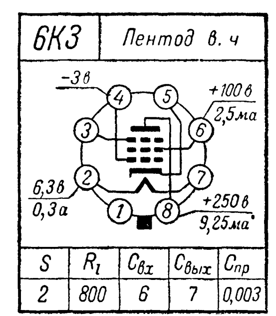
6Ж11П Пентод в.ч.

S	R_i	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
28	34	14	3,5	0,05



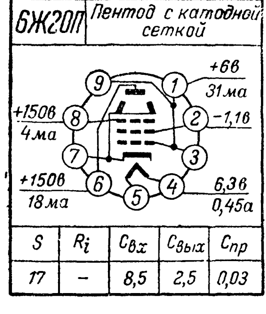
6К1П Пентод в ч

S	R_i	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
1,85	450	3,4	3	0,01



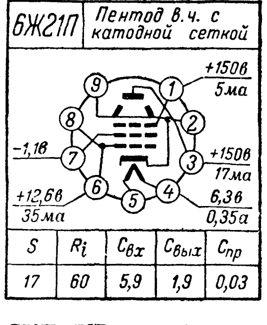
6К3 Пентод в. ч

S	R_i	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
2	800	6	7	0,003



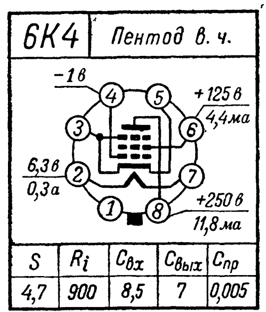
6Ж20П Пентод с катодной сеткой

S	R_i	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
17	–	8,5	2,5	0,03



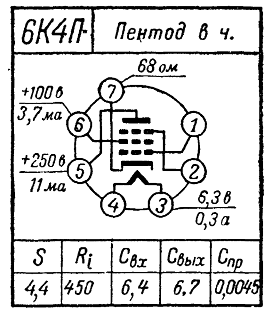
6Ж21П Пентод в.ч. с катодной сеткой

S	R_i	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
17	60	5,9	1,9	0,03



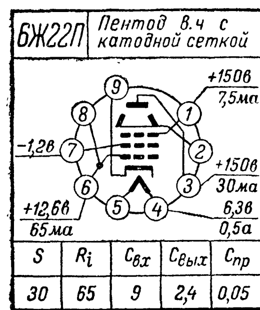
6К4 Пентод в. ч.

S	R_i	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
4,7	900	8,5	7	0,005



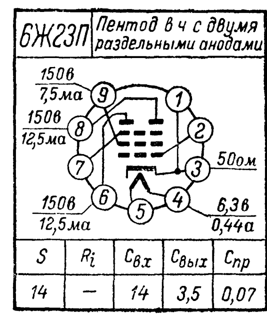
6К4П Пентод в ч.

S	R_i	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
4,4	450	6,4	6,7	0,0045



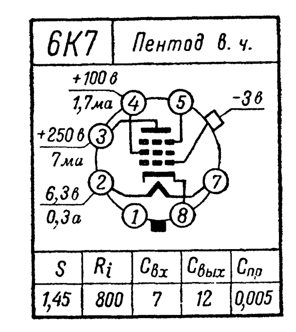
6Ж22П Пентод в.ч с катодной сеткой

S	R_i	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
30	65	9	2,4	0,05



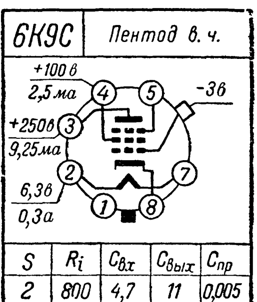
6Ж23П Пентод в ч с двумя раздельными анодами

S	R_i	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
14	–	14	3,5	0,07



6К7 Пентод в. ч.

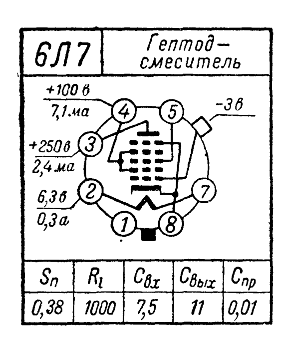
S	R_i	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
1,45	800	7	12	0,005



6К9С Пентод в. ч.

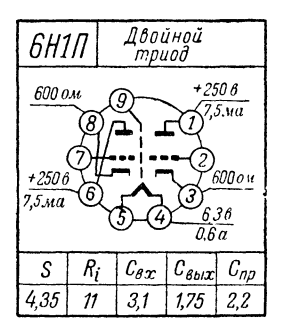
S	R_i	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
2	800	4,7	11	0,005

6Л7 Гептод—смеситель



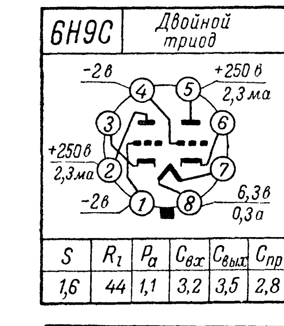
$S_п$	R_i	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
0,38	1000	7,5	11	0,01

6Н1П Двойной триод



S	R_i	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
4,35	11	3,1	1,75	2,2

6Н9С Двойной триод



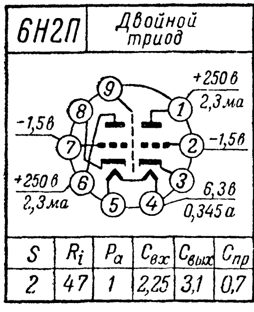
S	R_i	P_a	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
1,6	44	1,1	3,2	3,5	2,8

6Н10С Двойной триод

−2 в
+250 в
2 ма
−2 в
+250 в
2 ма
6,3 в
0,3 а

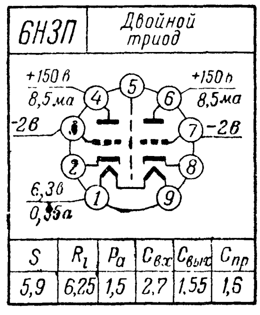
S	R_i	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
1,3	54	1,45	0,2	1,9

6Н2П Двойной триод



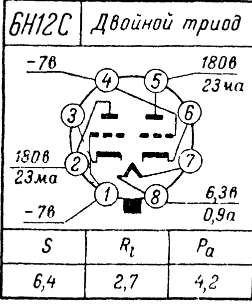
S	R_i	P_a	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
2	47	1	2,25	3,1	0,7

6Н3П Двойной триод



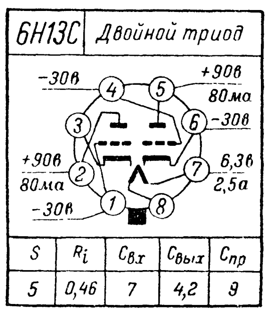
S	R_i	P_a	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
5,9	6,25	1,5	2,7	1,55	1,6

6Н12С Двойной триод



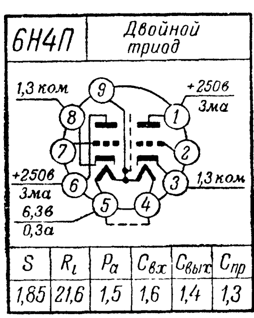
S	R_i	P_a
6,4	2,7	4,2

6Н13С Двойной триод



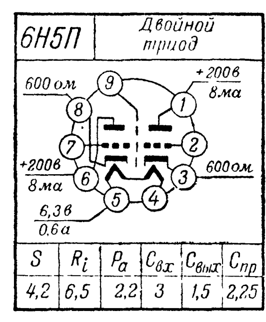
S	R_i	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
5	0,46	7	4,2	9

6Н4П Двойной триод



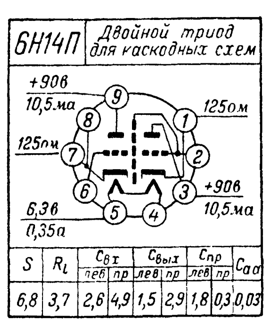
S	R_i	P_a	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
1,85	21,6	1,5	1,6	1,4	1,3

6Н5П Двойной триод



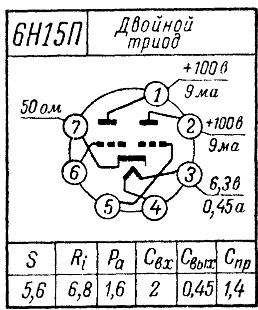
S	R_i	P_a	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
4,2	6,5	2,2	3	1,5	2,25

6Н14П Двойной триод для каскодных схем



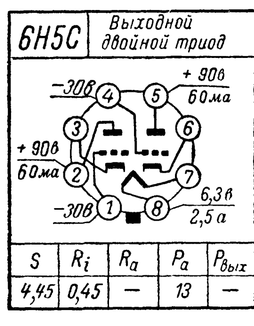
S	R_i	$C_{вх}$		$C_{вых}$		$C_{пр}$		C_{aa}
		лев	пр	лев	пр	лев	пр	
6,8	3,7	2,6	4,9	1,5	2,9	1,8	0,3	0,03

6Н15П Двойной триод



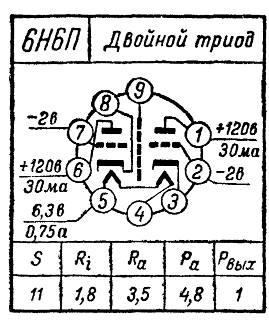
S	R_i	P_a	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
5,6	6,8	1,6	2	0,45	1,4

6Н5С Выходной двойной триод



S	R_i	R_a	P_a	$P_{вых}$
4,45	0,45	—	13	—

6Н6П Двойной триод



S	R_i	R_a	P_a	$P_{вых}$
11	1,8	3,5	4,8	1

6Н16Б Двойной триод

+100 в
6,3 ма
325 ом
325 ом
+100 в
6,3 ма
6,3 в
0,4 а

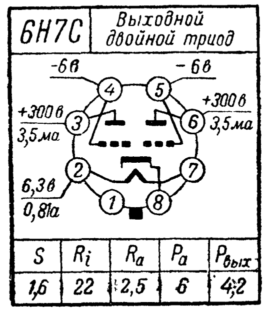
S	R_i	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
5	5	2,55	1,65	1,5

6Н17Б Двойной триод

+200 в
3,3 ма
325 ом
325 ом
+200 в
3,3 ма
6,3 в
0,4 а

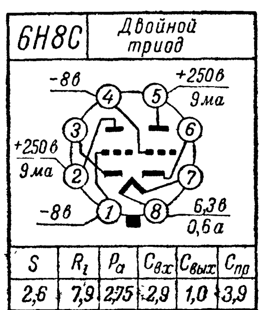
S	R_i	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
3,8	20	2,8	1,55	1,6

6Н7С Выходной двойной триод



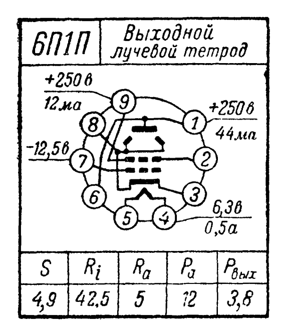
S	R_i	R_a	P_a	$P_{вых}$
1,6	22	2,5	6	4,2

6Н8С Двойной триод



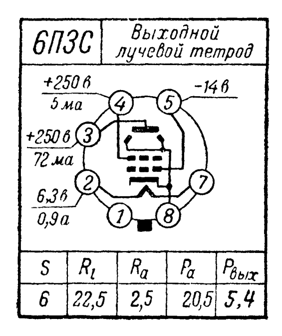
S	R_i	P_a	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
2,6	7,9	2,75	2,9	1,0	3,9

6П1П Выходной лучевой тетрод

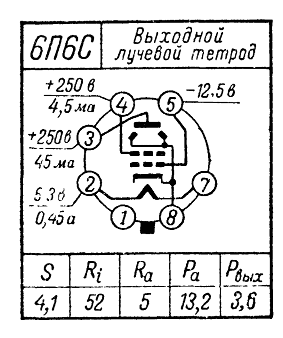


S	R_i	R_a	P_a	$P_{вых}$
4,9	42,5	5	12	3,8

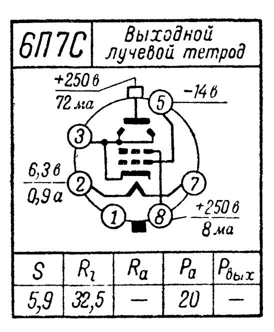
6П3С Выходной лучевой тетрод



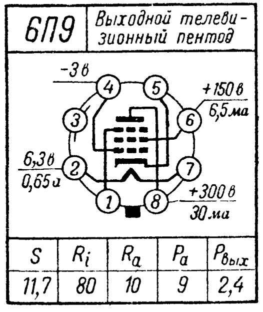
S	R_i	R_a	P_a	$P_{вых}$
6	22,5	2,5	20,5	5,4



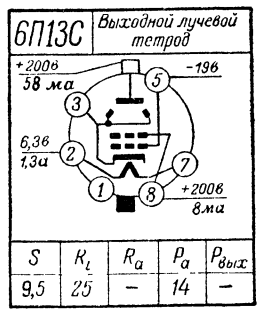
S	R_i	R_a	P_a	$P_{вых}$
4,1	52	5	13,2	3,6



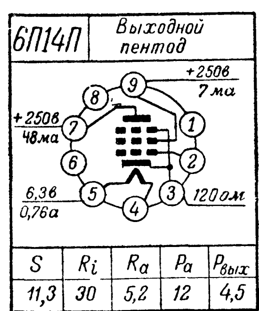
S	R_i	R_a	P_a	$P_{вых}$
5,9	32,5	—	20	—



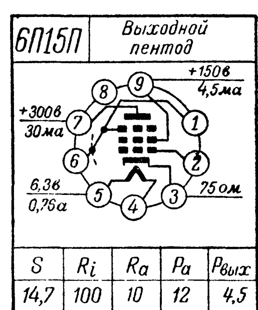
S	R_i	R_a	P_a	$P_{вых}$
11,7	80	10	9	2,4



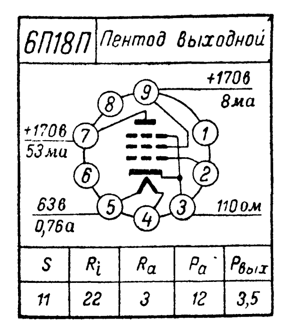
S	R_i	R_a	P_a	$P_{вых}$
9,5	25	—	14	—



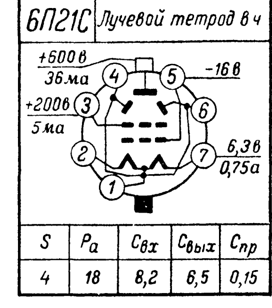
S	R_i	R_a	P_a	$P_{вых}$
11,3	30	5,2	12	4,5



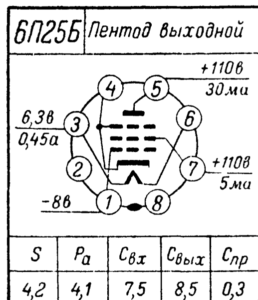
S	R_i	R_a	P_a	$P_{вых}$
14,7	100	10	12	4,5



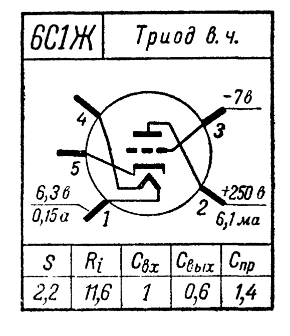
S	R_i	R_a	P_a	$P_{вых}$
11	22	3	12	3,5



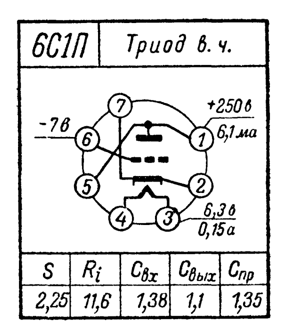
S	P_a	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
4	18	8,2	6,5	0,15



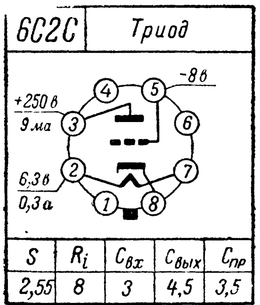
S	P_a	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
4,2	4,1	7,5	8,5	0,3



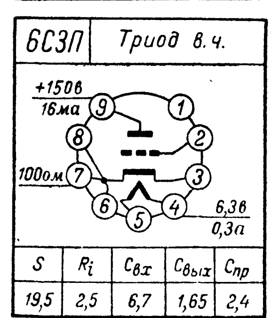
S	R_i	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
2,2	11,6	1	0,6	1,4



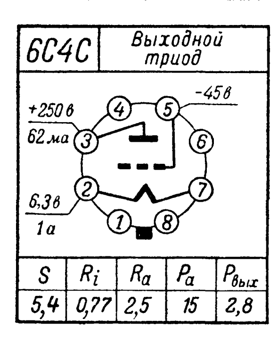
S	R_i	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
2,25	11,6	1,38	1,1	1,35



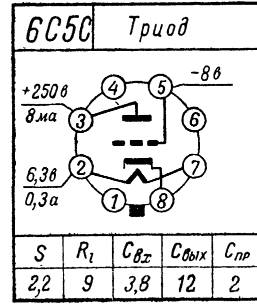
S	R_i	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
2,55	8	3	4,5	3,5



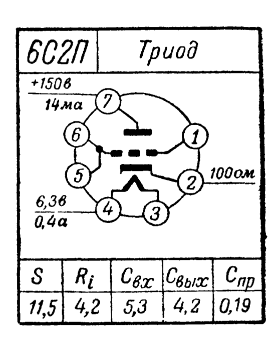
S	R_i	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
19,5	2,5	6,7	1,65	2,4



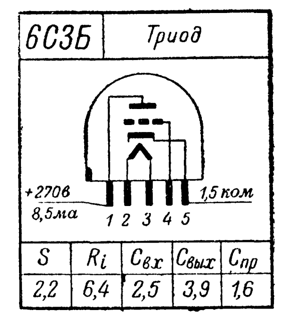
S	R_i	R_a	P_a	$P_{вых}$
5,4	0,77	2,5	15	2,8



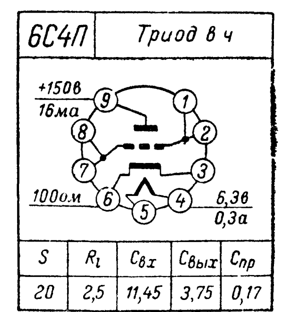
S	R_i	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
2,2	9	3,8	12	2



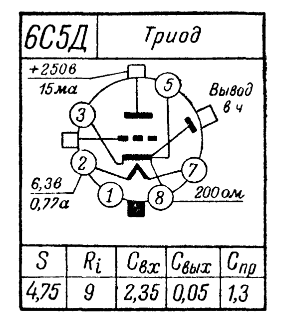
S	R_i	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
11,5	4,2	5,3	4,2	0,19



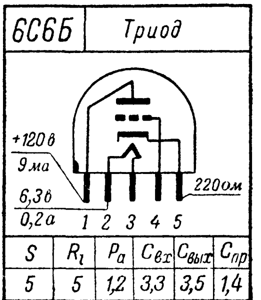
S	R_i	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
2,2	6,4	2,5	3,9	1,6



S	R_i	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
20	2,5	11,45	3,75	0,17

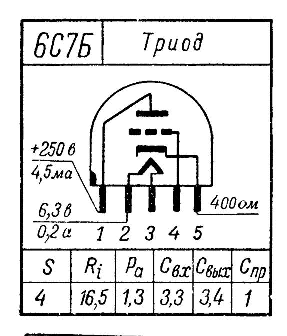


S	R_i	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
4,75	9	2,35	0,05	1,3



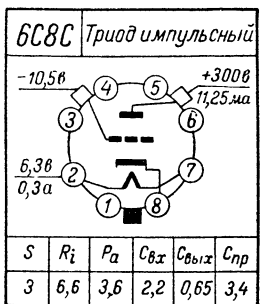
S	R_i	P_a	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
5	5	1,2	3,3	3,5	1,4

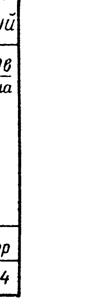
6С7Б Триод



S	R_i	P_a	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
4	16,5	1,3	3,3	3,4	1

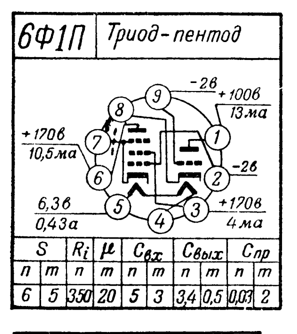
6С8С Триод импульсный





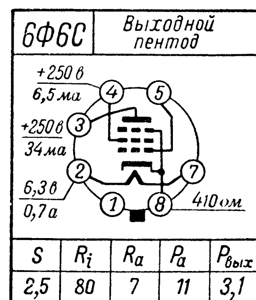
S	R_i	P_a	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
3	6,6	3,6	2,2	0,65	3,4

6Ф1П Триод-пентод



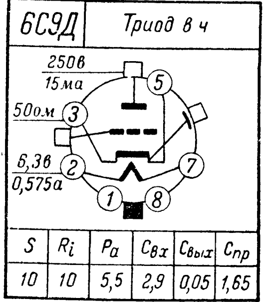
S		R_i	μ	$C_{вх}$		$C_{вых}$		$C_{пр}$	
п	т	п	т	п	т	п	т	п	т
6	5	350	20	5	3	3,4	0,5	0,03	2

6Ф6С Выходной пентод



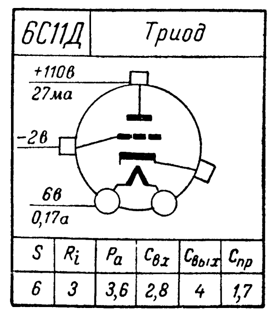
S	R_i	R_a	P_a	$P_{вых}$
2,5	80	7	11	3,1

6С9Д Триод в ч



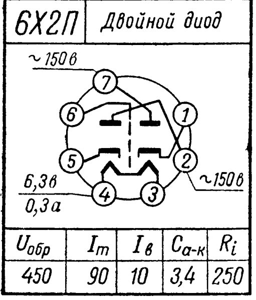
S	R_i	P_a	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
10	10	5,5	2,9	0,05	1,65

6С11Д Триод



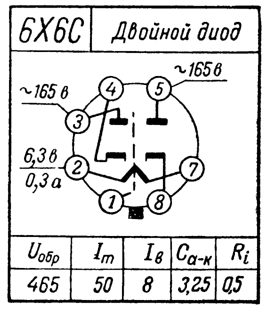
S	R_i	P_a	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
6	3	3,6	2,8	4	1,7

6Х2П Двойной диод



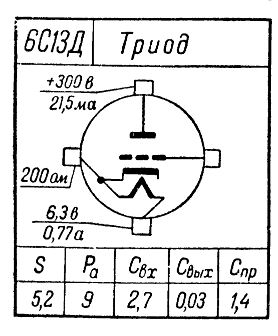
$U_{обр}$	I_m	$I_в$	$C_{а-к}$	R_i
450	90	10	3,4	250

6Х6С Двойной диод



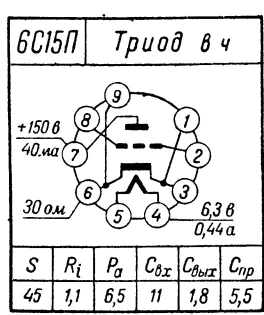
$U_{обр}$	I_m	$I_в$	$C_{а-к}$	R_i
465	50	8	3,25	0,5

6С13Д Триод



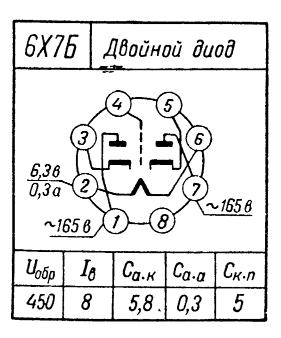
S	P_a	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
5,2	9	2,7	0,03	1,4

6С15П Триод в ч



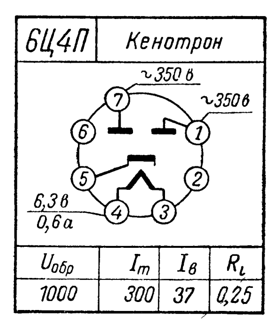
S	R_i	P_a	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
45	1,1	6,5	11	1,8	5,5

6Х7Б Двойной диод



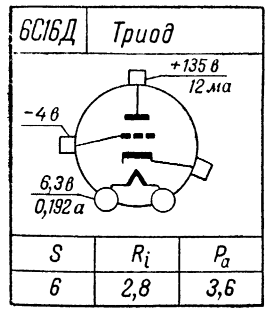
$U_{обр}$	$I_в$	$C_{а-к}$	$C_{а-а}$	$C_{к-п}$
450	8	5,8	0,3	5

6Ц4П Кенотрон



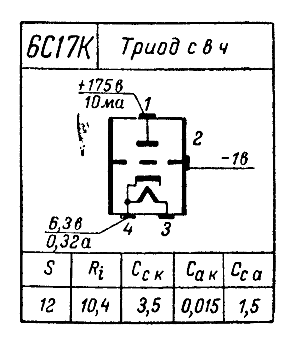
$U_{обр}$	I_m	$I_в$	R_i
1000	300	37	0,25

6С16Д Триод



S	R_i	P_a
6	2,8	3,6

6С17К Триод с в ч



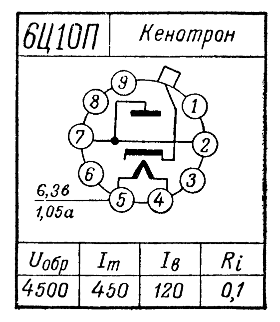
S	R_i	$C_{ск}$	$C_{ак}$	$C_{са}$
12	10,4	3,5	0,015	1,5

6Ц5С Кенотрон

~400 в ~400 в 6,3 в 0,6 а

$U_{обр}$	I_m	$I_в$	R_i
1100	300	37	0,25

6Ц10П Кенотрон



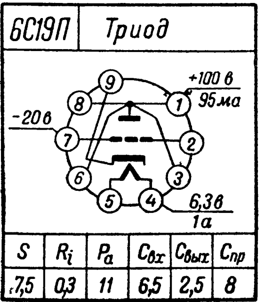
$U_{обр}$	I_m	$I_в$	R_i
4500	450	120	0,1

6С18С Триод

+120 в 550 ма 35 ом −20 в 6,3 в/12,6 в 6,6 а/3,3 а

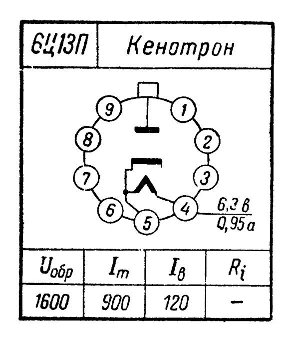
S	P_a	$U_{к-п}$
40	60	300

6С19П Триод



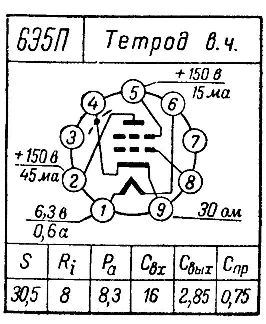
S	R_i	P_a	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
7,5	0,3	11	6,5	2,5	8

6Ц13П Кенотрон

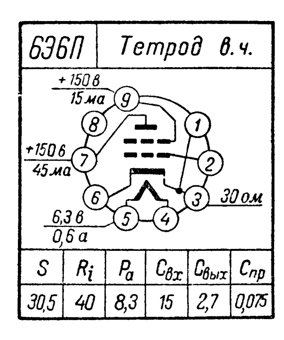


$U_{обр}$	I_m	$I_в$	R_i
1600	900	120	–

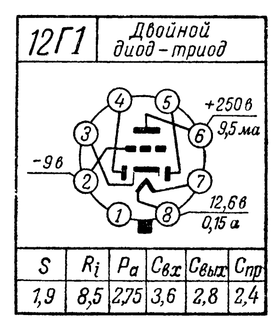
6Э5П Тетрод в.ч.



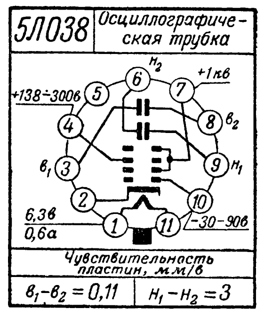
S	R_i	P_a	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
30,5	8	8,3	16	2,85	0,75



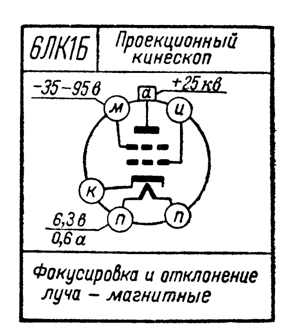
S	R_i	P_a	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
30,5	40	8,3	15	2,7	0,075



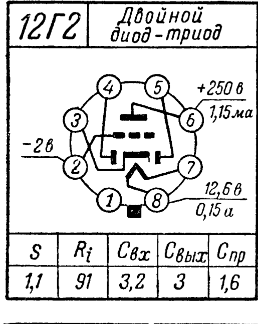
S	R_i	P_a	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
1,9	8,5	2,75	3,6	2,8	2,4



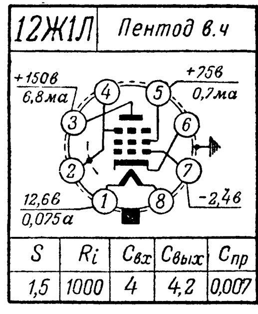
Чувствительность пластин, мм/в	
$в_1 - в_2 = 0{,}11$	$н_1 - н_2 = 3$



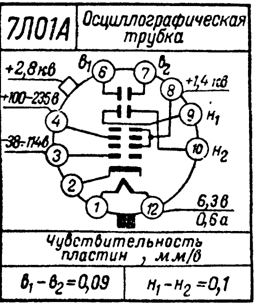
Фокусировка и отклонение луча — магнитные



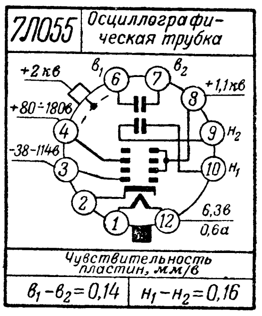
S	R_i	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
1,1	91	3,2	3	1,6



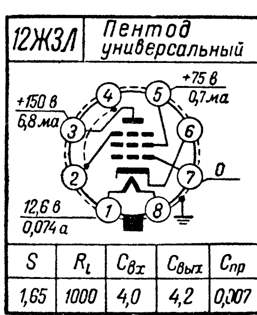
S	R_i	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
1,5	1000	4	4,2	0,007



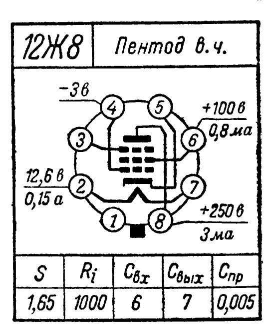
Чувствительность пластин, мм/в	
$в_1 - в_2 = 0{,}09$	$н_1 - н_2 = 0{,}1$



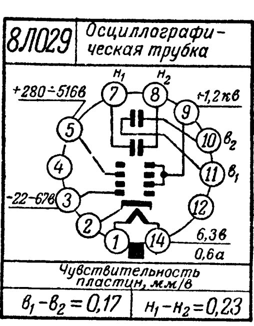
Чувствительность пластин, мм/в	
$в_1 - в_2 = 0{,}14$	$н_1 - н_2 = 0{,}16$



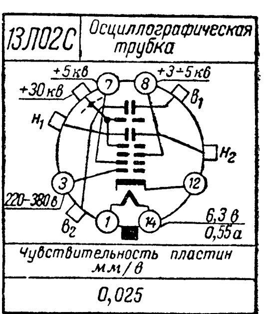
S	R_i	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
1,65	1000	4,0	4,2	0,007



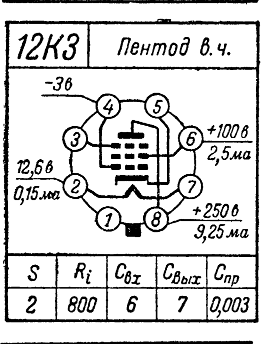
S	R_i	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
1,65	1000	6	7	0,005



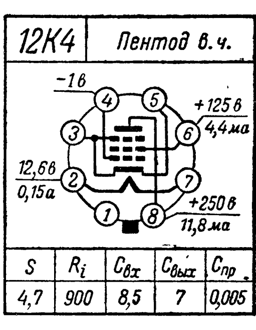
Чувствительность пластин, мм/в	
$в_1 - в_2 = 0{,}17$	$н_1 - н_2 = 0{,}23$



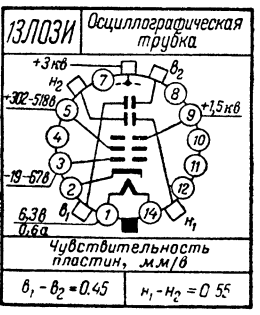
Чувствительность пластин мм/в
0,025



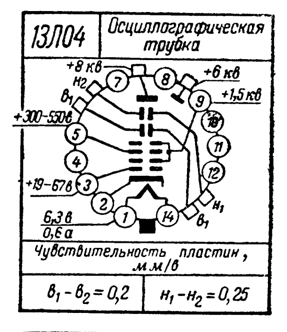
S	R_i	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
2	800	6	7	0,003



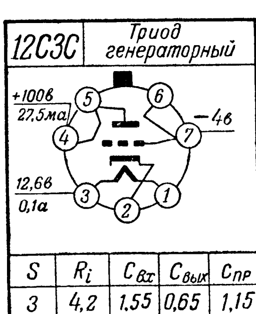
S	R_i	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
4,7	900	8,5	7	0,005



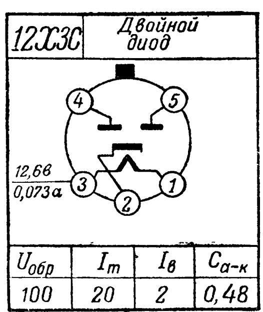
Чувствительность пластин, мм/в	
$в_1 - в_2 = 0.45$	$н_1 - н_2 = 0{,}55$



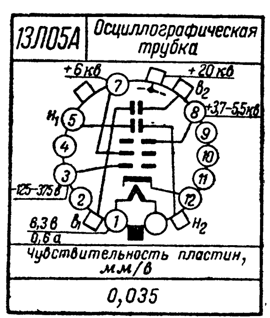
Чувствительность пластин, мм/в	
$в_1 - в_2 = 0{,}2$	$н_1 - н_2 = 0{,}25$



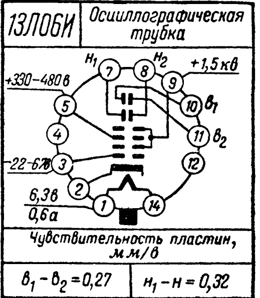
S	R_i	$C_{вх}$	$C_{вых}$	$C_{пр}$
3	4,2	1.55	0,65	1,15



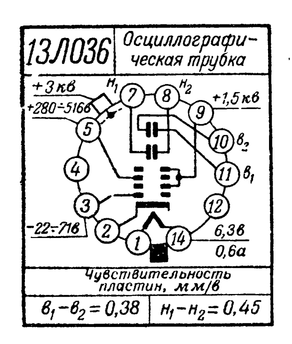
$U_{обр}$	I_m	$I_в$	$C_{а-к}$
100	20	2	0,48

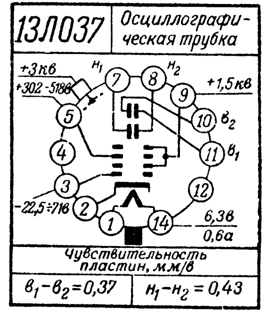


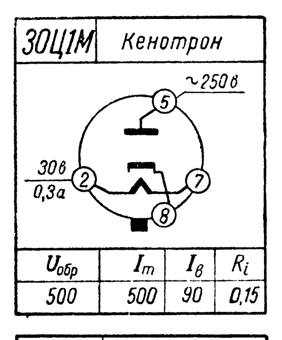
Чувствительность пластин, мм/в
0,035



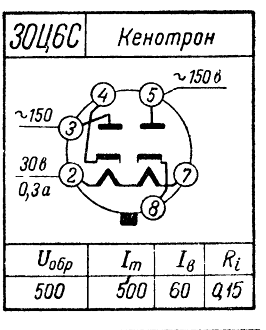
Чувствительность пластин, мм/в	
$в_1 - в_2 = 0{,}27$	$н_1 - н = 0{,}32$







$U_{обр}$	I_m	$I_в$	R_i
500	500	90	0,15



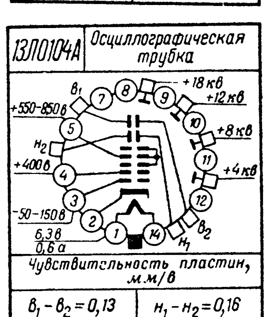
$U_{обр}$	I_m	$I_в$	R_i
500	500	60	0,15

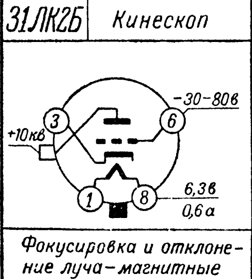
13Л054 Осциллографическая трубка

+8кв, +6кв, +3,5кв, +1,5 кв, +200-400в, -25-90в, 6,3в, 0,6а

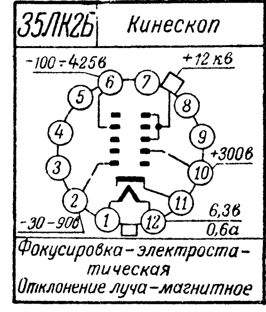
Чувствительность пластин, мм/в

в₁-в₂=0,18 | н₁-н₂=0,2





Фокусировка и отклонение луча – магнитные

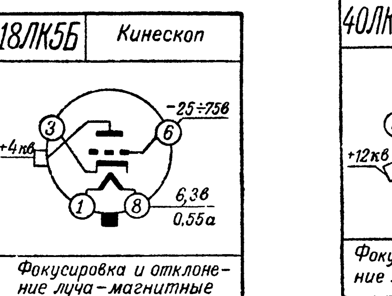


Фокусировка – электростатическая
Отклонение луча – магнитное

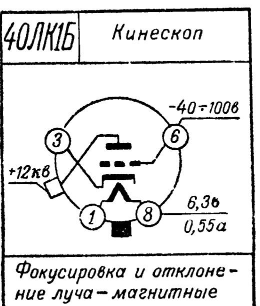
18ЛК4Б Кинескоп

-15÷60в, +4кв, 6,3в, 0,6а

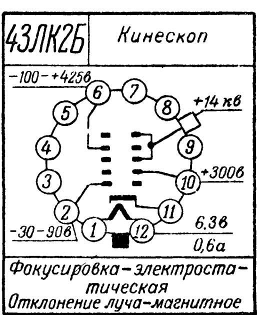
Фокусировка и отклонение луча – магнитные



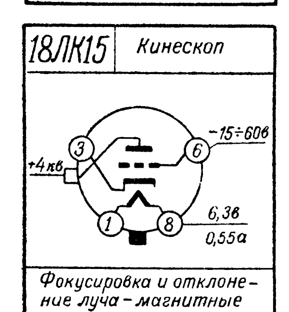
Фокусировка и отклонение луча – магнитные



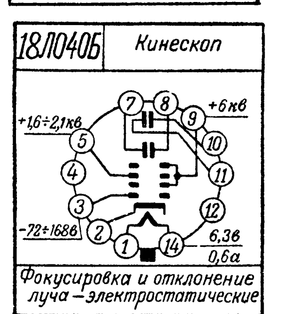
Фокусировка и отклонение луча – магнитные



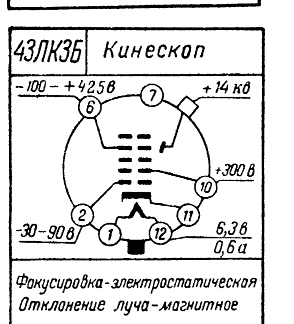
Фокусировка – электростатическая
Отклонение луча – магнитное



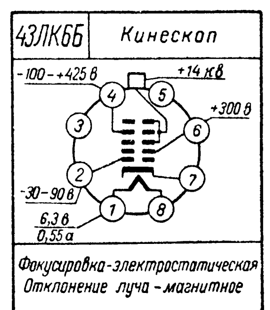
Фокусировка и отклонение луча – магнитные



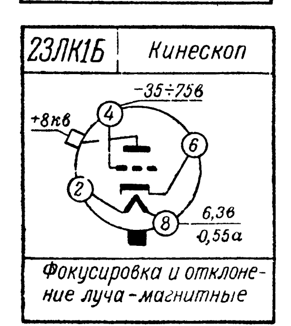
Фокусировка и отклонение луча – электростатические



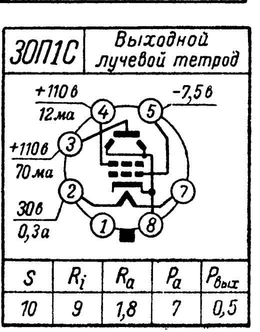
Фокусировка – электростатическая
Отклонение луча – магнитное



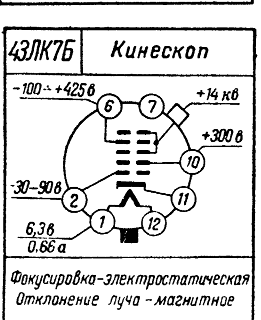
Фокусировка – электростатическая
Отклонение луча – магнитное



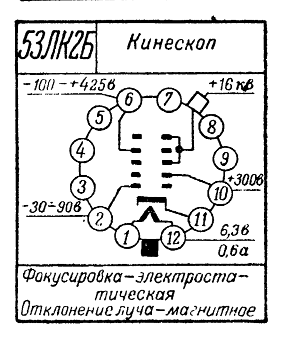
Фокусировка и отклонение луча – магнитные



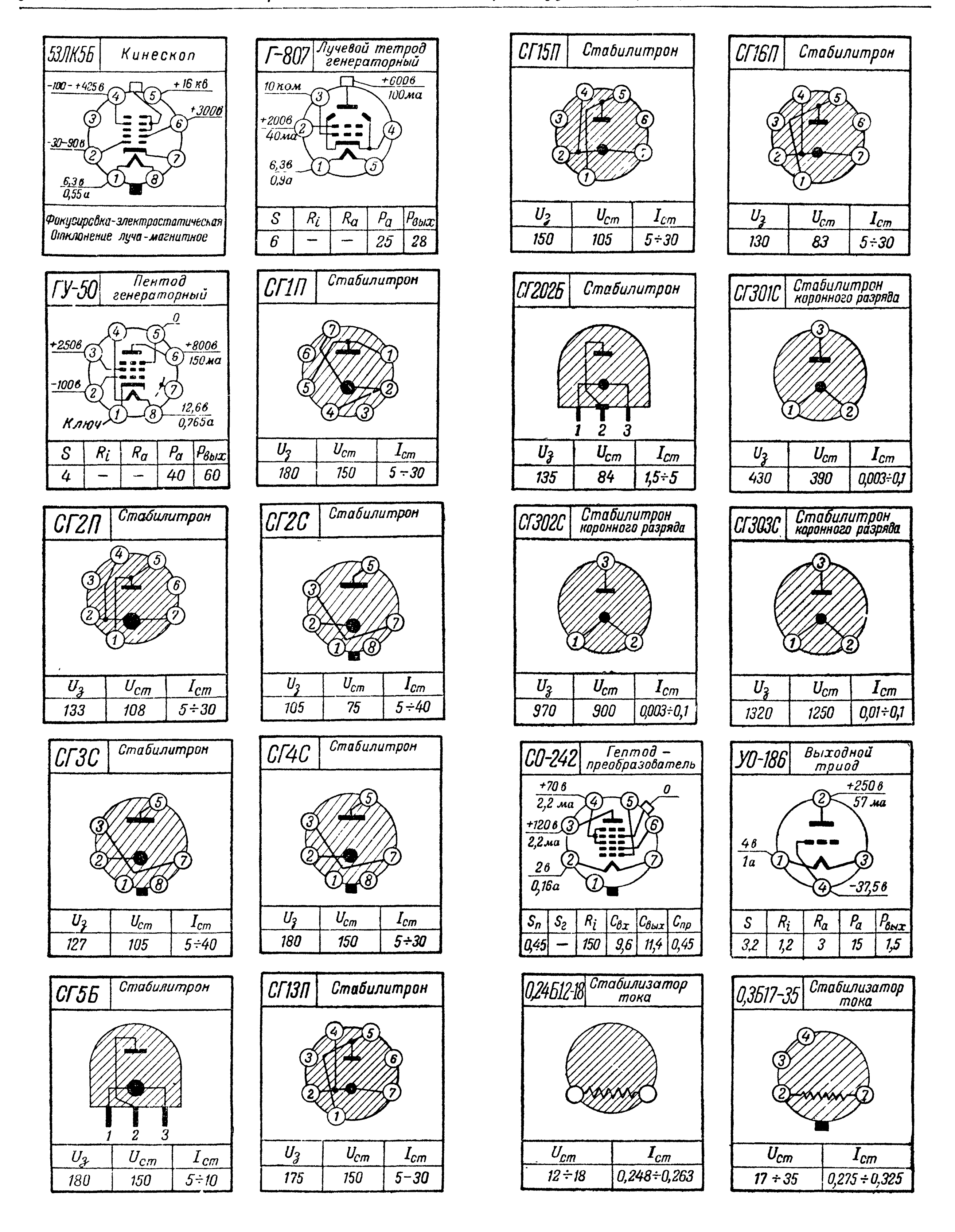
S	R_i	R_a	P_a	$P_{вых}$
10	9	1,8	7	0,5

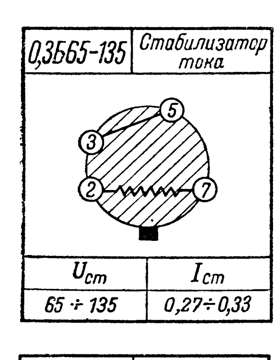


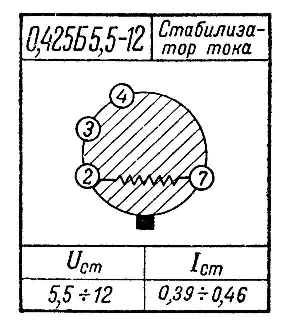
Фокусировка – электростатическая
Отклонение луча – магнитное

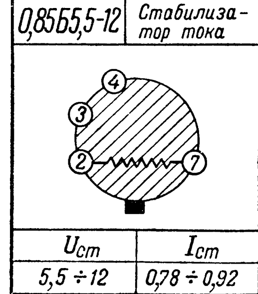


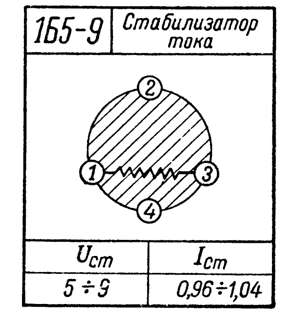
Фокусировка – электростатическая
Отклонение луча – магнитное

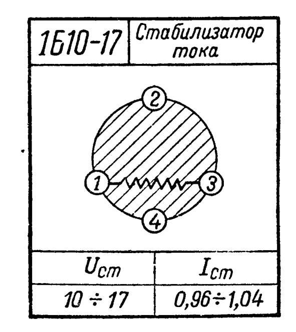

53ЛК5Б Кинескоп
-100 - +425 в
+16 кв
+300в
-30-90в
6,3в
0,55а
Фокусировка-электростатическая
Отклонение луча-магнитное
Г-807 Лучевой тетрод генераторный
10 ком
+600в
100ма
+200в
40ма
6,3в
0,9а
S Ri Ra Pa Pвых
6 — — 25 28
СГ15П Стабилитрон
Uз Uст Iст
150 105 5÷30
СГ16П Стабилитрон
Uз Uст Iст
130 83 5÷30
ГУ-50 Пентод генераторный
0
+250в
+800в
150ма
-100в
12,6в
0,765а
Ключ
S Ri Ra Pa Pвых
4 — — 40 60
СГ1П Стабилитрон
Uз Uст Iст
180 150 5÷30
СГ202Б Стабилитрон
1 2 3
Uз Uст Iст
135 84 1,5÷5
СГ301С Стабилитрон коронного разряда
Uз Uст Iст
430 390 0,003÷0,1
СГ2П Стабилитрон
Uз Uст Iст
133 108 5÷30
СГ2С Стабилитрон
Uз Uст Iст
105 75 5÷40
СГ302С Стабилитрон коронного разряда
Uз Uст Iст
970 900 0,003÷0,1
СГ303С Стабилитрон коронного разряда
Uз Uст Iст
1320 1250 0,01÷0,1
СГ3С Стабилитрон
Uз Uст Iст
127 105 5÷40
СГ4С Стабилитрон
Uз Uст Iст
180 150 5÷30
СО-242 Гептод - преобразователь
+70в
2,2ма
+120в
2,2ма
2в
0,16а
0
Sп Sг Ri Cвх Cвых Cпр
0,45 — 150 9,6 11,4 0,45
УО-186 Выходной триод
+250в
57ма
4в
1а
-37,5в
S Ri Ra Pa Pвых
3,2 1,2 3 15 1,5
СГ5Б Стабилитрон
1 2 3
Uз Uст Iст
180 150 5÷10
СГ13П Стабилитрон
Uз Uст Iст
175 150 5-30
0,24Б12-18 Стабилизатор тока
Uст Iст
12÷18 0,248÷0,263
0,3Б17-35 Стабилизатор тока
Uст Iст
17÷35 0,275÷0,325



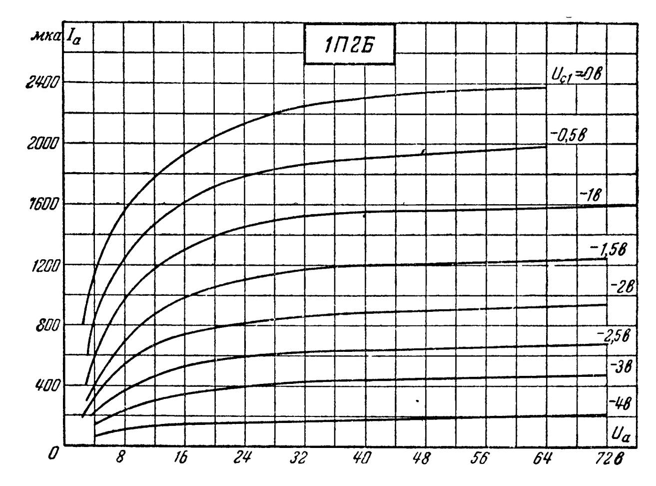




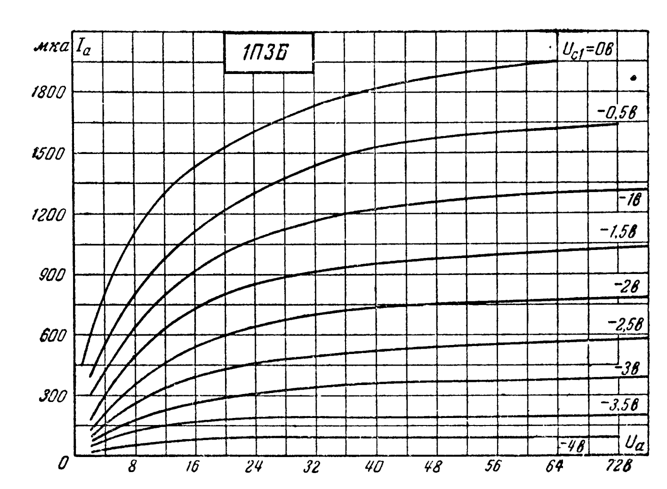




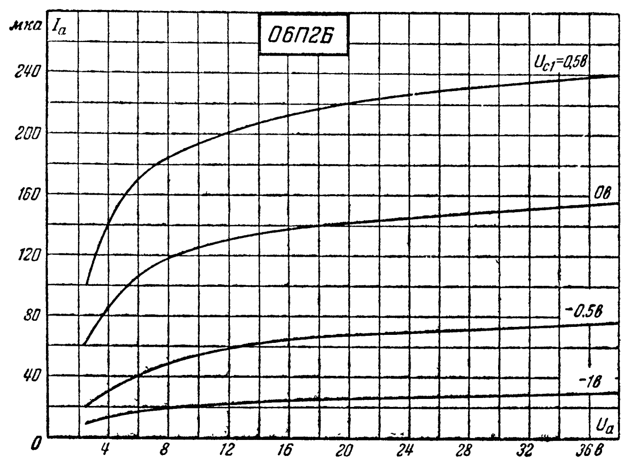
Характеристики выходных ламп



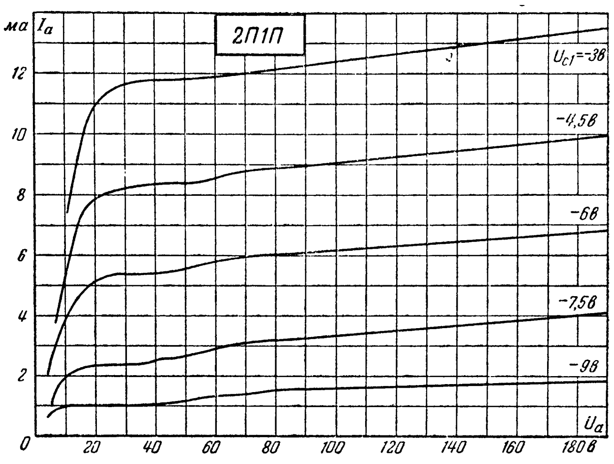
Анодные характеристики при $U_{c2} = 45$ *в.*



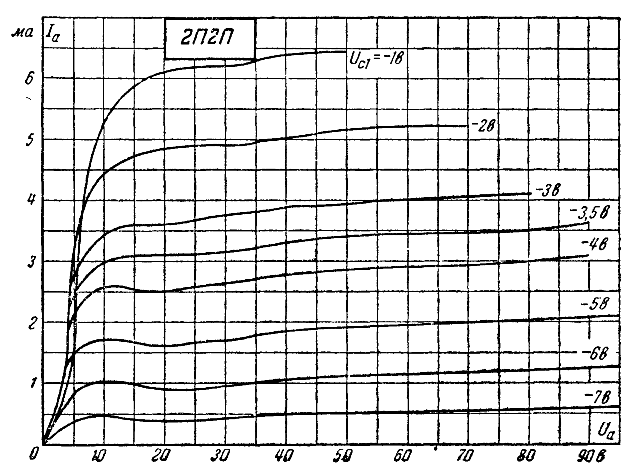
Анодные характеристики при $U_{c2} = 45$ *в.*



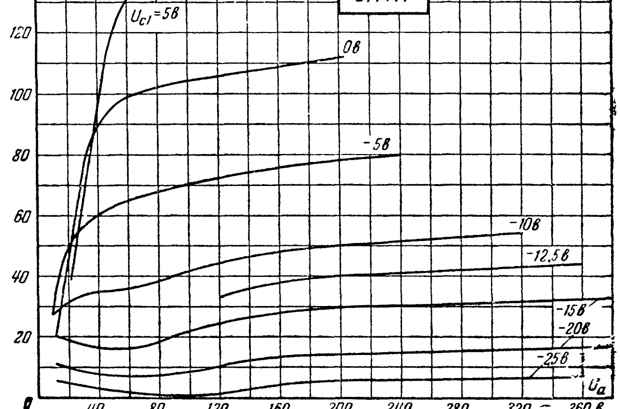
Анодные характеристики при $U_{c2} = 30$ *в.*



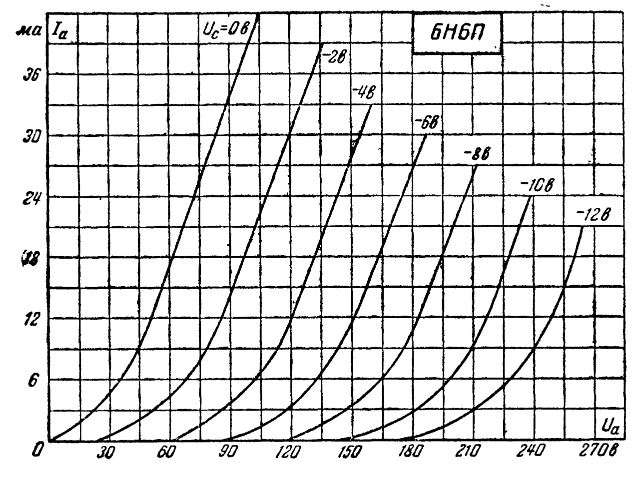
Анодные характеристики при $U_{c2} = 90$ *в.*
Максимально допустимые значения. $U_a = 100$ *в*, $U_{c2} = 100$ в; $R_{c1} = 0,5$ *Мом.*



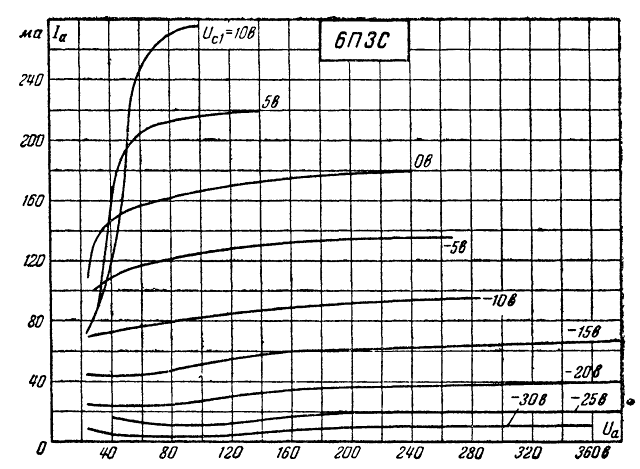
Анодные характеристики при $U_{c2} = 60$ *в*. Максимально допустимые значения: $U_a = 90$ *в*, $U_{c2} = 90$ *в*; $R_{c1} = 2$ *Мом*.



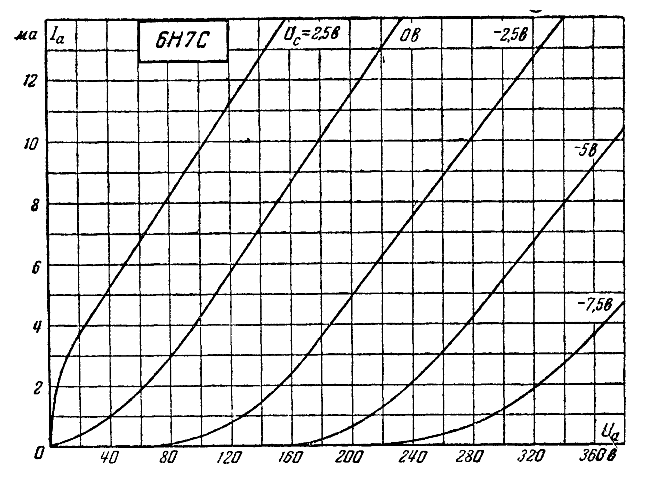
Анодные характеристики при $U_{c2} = 250$ *в*. Максимально допустимые значения. $U_a = 250$ *в*; $U_{c2} = 250$ *в*; $R_{c1} = 0{,}5$ *Мом*.



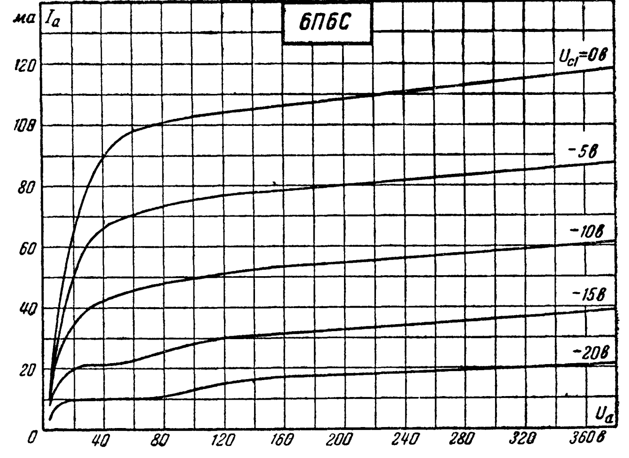
Анодные характеристики (для каждого триода). Максимально допустимые значения: $U_a = 300$ *в*, $R_c = 1$ *Мом*.



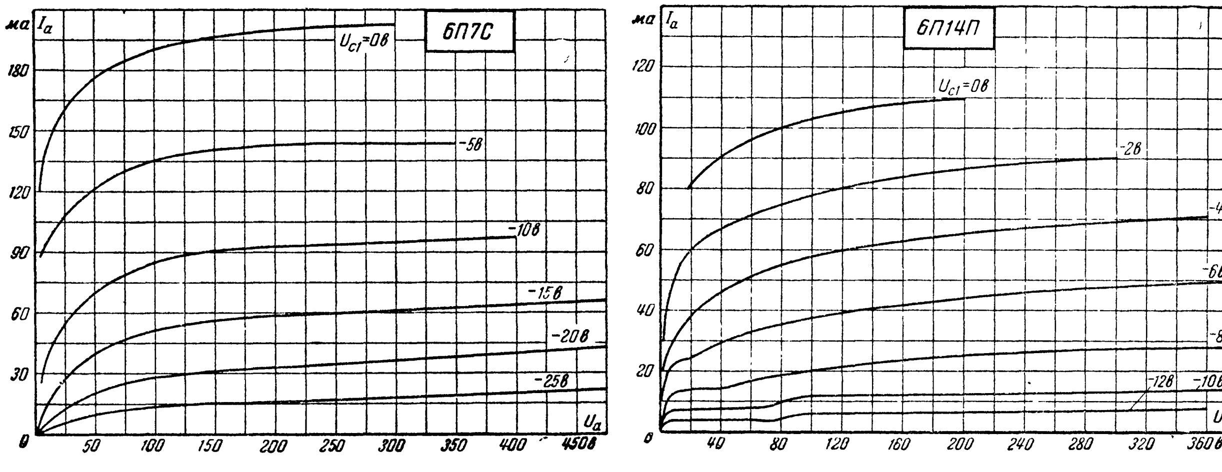
Анодные характеристики при $U_{c2} = 250$ *в*. Максимально допустимые значения: $U_a = 400$ *в*; $U_{c2} = 300$ *в*; $R_{c1} = 0{,}5$ *Мом*



Анодные характеристики (для каждого триода). Максимально допустимые значения. $U_a = 300$ *в*.

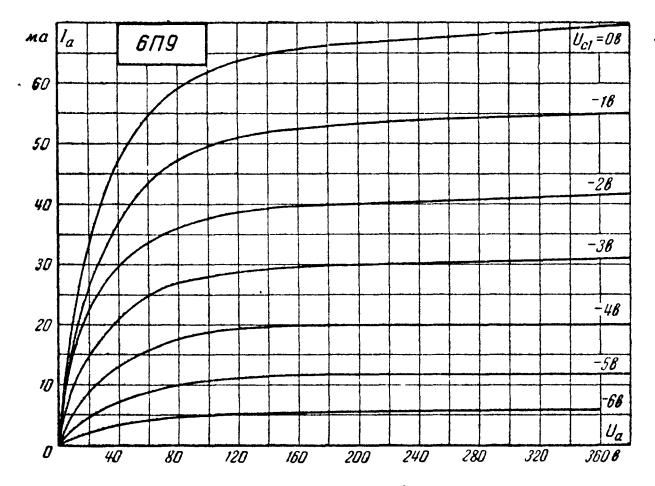


Анодные характеристики при $U_{c2} = 250$ *в*. Максимально допустимые значения: $U_a = 350$ *в*; $U_{c2} = 310$ *в*.

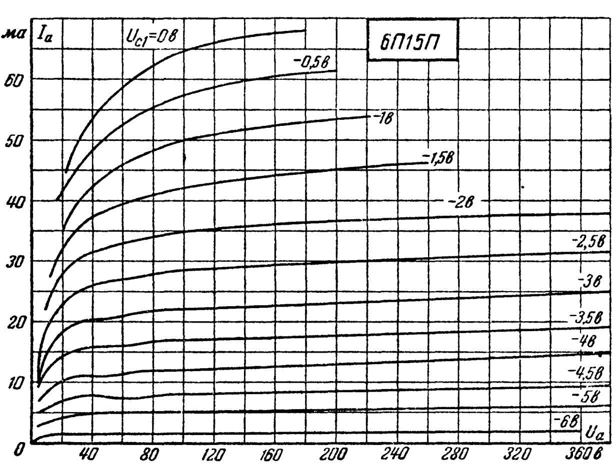


Анодные характеристики при $U_{c2} = 250$ *в*. Максимально допустимые значения: $U_a = 500$ *в*; $U_{c2} = 350$ *в*; $R_{c1} = 1$ *Мом*.

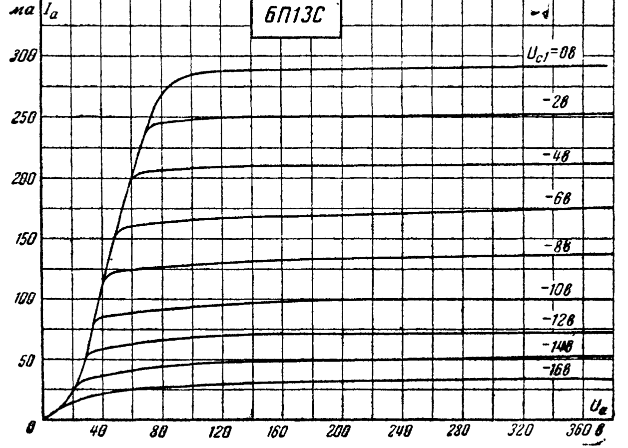
Анодные характеристики при $U_{c2} = 250$ *в*. Максимально допустимые значения. $U_a = 300$ *в*, $U_{c2} = 300$ *в*, $R_{c1} = 0{,}3$ *Мом*.



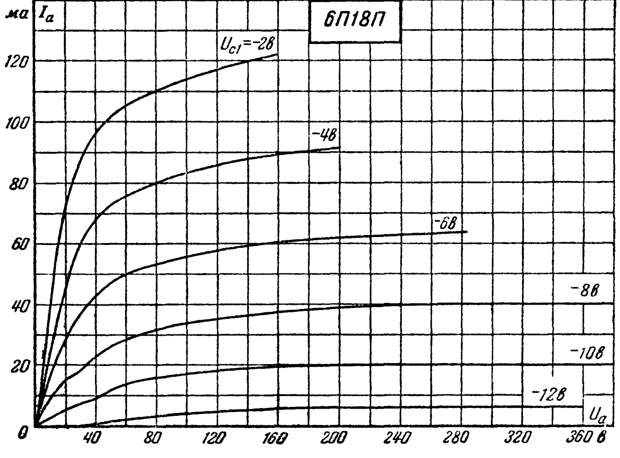
Анодные характеристики при $U_{c2} = 150$ *в*. Максимально допустимые значения. $U_a = 330$ *в*; $U_{c2} = 330$ *в*; $R_{c1} = 0{,}5$ *Мом*.



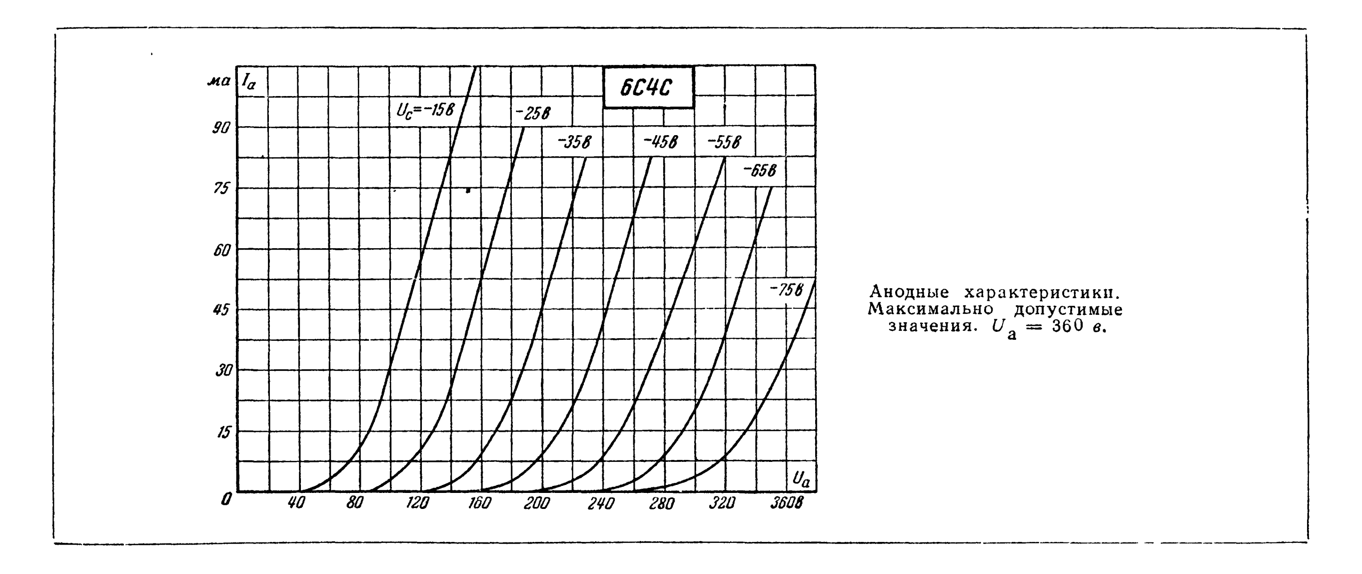
Анодные характеристики при $U_{c2} = 150$ *в*. Максимально допустимые значения. $U_a = 330$ *в*, $U_{c2} = 330$ *в*, $R_{c1} = 1$ *Мом*.



Анодные характеристики при $U_{c2} = 150$ *в*. Максимально допустимые значения. $U_a = 450$ *в*.



Анодные характеристики при $U_{c2} = 170$ *в*. Максимально допустимые значения. $U_a = 250$ *в*; $U_{c2} = 250$ *в*; $R_{c1} = 1$ *Мом*.



Анодные характеристики. Максимально допустимые значения. $U_a = 360$ *в*.

ГЛАВА ВОСЬМАЯ

ЛАМПОВЫЕ УСИЛИТЕЛИ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ

8-1. ОСНОВНЫЕ ПОКАЗАТЕЛИ УСИЛИТЕЛЕЙ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ

1. **Коэффициент усиления.** Различают коэффициенты усиления по напряжению, току и мощности. Для ламповых схем наибольшее практическое значение имеет коэффициент усиления по напряжению, представляющий собой отношение выходного напряжения усилителя или отдельного каскада к его входному напряжению,

$$K = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}}.$$

Коэффициент усиления можно выражать в децибелах:

$$K_{\partial б} = 20 \lg K.$$

При нескольких каскадах их общий коэффициент усиления

$$K_{\text{общ}} = K_1 K_2 K_3 \ldots K_n$$

или в децибелах

$$K_{\text{общ}.\partial б} = K_{1\partial б} + K_{2\partial б} + K_{3\partial б} \ldots, + K_{n\partial б}.$$

2. **Номинальная выходная мощность** — наибольшая мощность, отдаваемая усилителем в нагрузку, при которой искажения не превышают заданной величины. Определяется в вольт-амперах по следующей формуле:

$$P = \frac{U^2_{\text{вых}}}{Z}.$$

где $U_{\text{вых}}$ — выходное напряжение на нагрузке усилителя, *в*;

Z — полное сопротивление нагрузки, *ом*.

3. **Нормальная выходная мощность** составляет —0,1 от максимальной выходной мощности.

4. **Номинальное выходное напряжение** — эффективное напряжение на нагрузке усилителя, соответствующее номинальной выходной мощности.

5. **Нормальное выходное напряжение** — напряжение на нагрузке усилителя, соответствующее нормальной выходной мощности. Определяется по следующей формуле:

$$U_{\text{норм}} = \sqrt{0{,}1PZ}$$

6. **Полоса пропускаемых частот** (полоса пропускания) — область частот, в пределах которой изменения коэффициента усиления не выходят за заданные допустимые пределы. Обычно на граничных частотах $F_{\text{макс}}$ и $F_{\text{мин}}$ допускается уменьшение коэффициента усиления на 3 *дб* по сравнению с его величиной на средних частотах.

7. **Динамический диапазон амплитуд** — отношение амплитуды наибольшего напряжения (или мощности) сигнала к амплитуде наименьшего напряжения (или мощности). Нижний уровень динамического диапазона ограничивается собственными шумами усилителя, а верхний — искажениями, возникающими за счет нелинейности характеристик ламп. Удовлетворительная передача достигается в том случае, когда воспроизводятся мощности, отличающиеся одна от другой в 10^6 раз; передаваемые в этом случае напряжения отличаются в 10^3 раз, а динамический диапазон усилителя равен 60 *дб*.

8. **Входное сопротивление усилителя** — сопротивление, действующее между входными гнездами усилителя для переменного тока и создающее нагрузку для источника сигнала звуковой частоты. Входное сопротивление зависит от частоты входного напряжения. Требуемая величина его выбирается в зависимости от свойств источника сигнала. В большинстве случаев входное сопротивление делают возможно большим, чтобы увеличить создаваемое источником напряжение сигнала на входе усилителя. Входное сопротивление усилителя, работающего от детектора приемника, звукоснимателя или магнитофона, должно быть не меньше 0,5 *Мом*.

9. **Амплитудно-частотная (частотная) характеристика** — зависимость коэффициента усиления от частоты или, что то же, зависимость выходного напряжения от частоты при постоянной величине звукового напряжения, подводимого к входным гнездам усилителя.

Способ снятия. На входные гнезда усилителя от звукового генератора подается напряжение 0,25 *в* частоты 1 000 *гц*. Регулятором громкости устанавливают напряжения на нагрузке усилителя, равное нормальному или 0,25 номинального выходного напряжения. Регуляторы тембра устанавливают в положение, соответствующее наиболее широкой полосе пропускания. Затем, изменяя частоту генератора и поддерживая напряжение на входных гнездах усилителя постоянным, снимают зависимость выходного напряжения от частоты и представляют эту зависимость в виде кривой. После деления выходных напряжений на постоянное входное напряжение эта же кривая определяет частотную зависимость коэффициента усиления. На оси ординат обычно откладывают выраженное в децибелах изменение выходного напряжения U или коэффициента усиления K на данной частоте по сравнению с выходным напряжением U_{1000} или усилением K_{1000} на средней частоте 1 000 *гц*. Это отклонение вычисляют по формуле

$$20 \lg \frac{U}{U_{1000}} = 20 \lg \frac{K}{K_{1000}} .$$

10. Частотные искажения — искажения, вызываемые непостоянством коэффициента усиления на разных частотах. Степень искажений на отдельных частотах выражается коэффициентом частотных искажений, равным отношению коэффициента усиления на средней частоте к коэффициенту усиления на данной частоте. Коэффициент частотных искажений в области нижних звуковых частот равен:

$$M_{н} = \frac{K_{ср}}{K_{н}}$$

и в области верхних звуковых частот равен:

$$M_{в} = \frac{K_{ср}}{K_{в}} ,$$

где $K_{ср}$, $K_{н}$ и $K_{в}$ — коэффициенты усиления на средних, нижних и верхних частотах.

Способ измерения. От генератора звуковой частоты на входные гнезда усилителя подают напряжения 0,25 *в* частоты 1 000 *гц* и регулятором громкости устанавливают напряжение на нагрузке усилителя, равное нормальному. Затем перестраивают генератор на крайнюю частоту диапазона, и не изменяя входного напряжения и положения регулятора громкости, вновь замеряют напряжение на нагрузке усилителя. Отношение этих напряжений, выраженное в относительных единицах или в децибелах, и будет показывать коэффициент частотных искажений.

Определить коэффициент частотных искажений можно и по частотной характеристике усилителя.

11. Нелинейные искажения — искажения, обусловленные наличием в схеме усилителя нелинейных элементов (электронная лампа, трансформатор или дроссель с ферромагнитным сердечником и др.).

Нелинейные искажения проявляются в том, что на выходе усилителя возникают новые частоты (гармоники и комбинированные тона), которых не было во входном сигнале. Наибольшее практическое значение имеет возникновение второй и третьей гармоник.

Коэффициент нелинейных искажений равен отношению корня квадратного из суммы квадратов выходных напряжений всех высших гармоник, возникающих в результате нелинейных искажений, к выходному напряжению основной частоты при подаче на вход усилителя синусоидального сигнала:

$$\gamma = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \ldots + U_n^2}}{U_1} .$$

Способ измерения. Коэффициент нелинейных искажений в зависимости от полосы пропускания усилителя измеряют на частотах 50, 100, 200, 400, 1 000, 2 000 и 5 000 *гц*. На входные гнезда усилителя от звукового генератора подают напряжение 0,25 *в* одной из указанных частот. Регулятором громкости устанавливают напряжение на нагрузке усилителя, равное номинальному, а регуляторы тембра переводят в положение максимального усиления на крайних частотах. Затем анализатором гармоник измеряют выходные напряжения основной частоты и всех ярко выраженных гармоник. Коэффициент нелинейных искажений вычисляют по приведенной формуле.

В случае отсутствия анализатора гармоник коэффициент нелинейных искажений можно определить с помощью измерителя нелинейных искажений, который непосредственно измеряет величину γ в процентах, но не позволяет измерять выходные напряжения отдельных гармоник.

При подаче на вход усилителя двух или нескольких синусоидальных колебаний с различными частотами на выходе усилителя вследствие нелинейных искажений возникают не только их гармоники, но и колебания комбинационных частот, равных сумме и разности основных частот, умноженных на целые числа (1, 2, 3). Это явление называют также взаимной модуляцией (интермодуляцией). Специальные количественные характеристики для комбинационных колебаний применяют редко, так как их появление обусловлено нелинейностью усилителя, которая достаточно хорошо оценивается коэффициентом нелинейных искажений.

12. Ручная регулировка громкости оценивается диапазоном изменения коэффициента усиления при полном повороте регулятора усиления. Для большинства усилителей он должен быть не менее 40 *дб*.

Способ измерения. При регуляторе громкости, установленном в положение максимального усиления, на выходные гнезда усилителя от звукового генератора подается такое напряжение частоты 400 или 1 000 *гц*, при котором на нагрузке усилителя получается нормальное выходное напряжение. Затем регулятор громкости переводят в положение минимально возможного усиления и увеличивают напряжение от звукового генератора до тех пор, пока на нагрузке усилителя вновь не будет получено напряжение, соответствующее нормальной выходной мощности.

Отношение напряжений звукового генератора при максимальном и минимальном усилениях, выраженное в децибелах, характеризует диапазон регулирования громкости.

13. Действие регуляторов тембра определяется по изменениям амплитудно-частотной характеристики усилителя при различных положениях регуляторов тембра.

Способ снятия. На входные гнезда усилителя от звукового генератора подают напряжение 0,25 *в* частоты 1 000 *гц*. Регуляторы тембра переводят в положение, при котором усиление верхних и нижних частот максимально, и регулятором громкости устанавливают на нагрузке усилителя нормальное напряжение. Затем, изменяя частоту звукового генератора в пределах заданного диапазона и поддерживая напряжение на входе постоянным, снимают зависимость выходного напряжения от частоты.

После этого, не изменяя положения регулятора громкости, переводят регуляторы тембра в положение минимального усиления верхних и нижних частот (наиболее узкая полоса пропускания) и вновь снимают зависимость выходного напряжения от частоты. По полученным данным вычерчивают кривые, которые и показывают действие регуляторов тембра.

Иногда снимают характеристики при различных крайних положениях регуляторов тембра (один — в положении максимального усиления, а другой — максимального ослабления, и наоборот).

14. Пределы регулирования тембра — величина, показывающая, во сколько раз можно при помощи регулятора

тембра увеличить или уменьшить усиление на данной частоте. Иногда максимальное и миниальное усиление на данной частоте, получаемое при крайних положениях регулятора тембра, сравнивают не друг с другом, а с усилением на средней частоте полосы пропускания (обычно — 1 000 *гц*).

Способ измерения аналогичен предыдущему, но отличается тем, что измерения проводят на трех частотах: 1 000 *гц* и крайних частотах заданной полосы частот. Нормальное выходное напряжение устанавливают на частоте 1 000 *гц* и при регуляторах тембра, находящихся в положении наибольшего усиления верхних и нижних частот. Выходное напряжение измеряют на крайних частотах заданной полосы частот при различных положениях регуляторов тембра и при неизменном положении регулятора громкости.

Отношение напряжений, обусловленных переводом регуляторов тембра из одного крайнего положения в другое (на данной частоте), выраженное в децибелах, показывает предел регулирования тембра.

15. Тонкомпенсация при регулировании громкости — изменение частотной характеристики усилителя в зависимости от положения ручки регулятора громкости. Тонкомпенсация имеет целью такое изменение частотной характеристики усилителя в зависимости от громкости звука, которое соответствует изменениям частотных характеристик человеческого слуха при разных громкостях, это позволяет сохранять одинаковым восприятие слушателем тембра звука при различных установках регулятора громкости.

Способ снятия. От звукового генератора на входные зажимы усилителя подают такое напряжение частоты 1 000 *гц*, которое при регуляторе громкости, установленном в положение максимального усиления, развивает на нагрузке усилителя номинальное выходное напряжение, и снимает частотную характеристику усилителя. Далее вновь устанавливают частоту 1 000 *гц*, регулятором громкости уменьшают выходное напряжение на 20 *дб* и опять снимают частотную характеристику усилителя. Снятие частотных характеристик повторяют несколько раз, каждый раз уменьшая регулятором громкости выходное напряжение еще на 10 *дб*. По полученным данным строят характеристики усилителя при различных положениях регулятора громкости, которые примерно должны соответствовать кривым равной громкости. Это получается в том случае, когда при каждом изменении напряжения на частоте 1 000 *гц* на 20 *дб* на частоте 100 *гц* напряжение изменяется на 11 ± 2 *дб*.

16. Уровень фона — отношение напряжения фона к номинальному выходному напряжению усилителя.

Способ измерения. Напряжение фона измеряется на выходе усилителя. Входные гнезда должны быть замкнуты накоротко, а регуляторы громкости и тембра — установлены в положение наибольшего напряжения фона.

Измеренное напряжение фона, отнесенное к номинальному выходному напряжению и выраженное в децибелах, показывает уровень фона усилителя.

Если усилитель имеет на выходе антифонное устройство (например, антифонную катушку в громкоговорителе), то измерение напряжения фона производят до этого устройства (на вторичной обмотке выходного трансформатора).

17. Выходное сопротивление усилителя — сопротивление для переменного тока звуковой частоты, измеряемое между выходными гнездами усилителя при условии, что источник сигнала подключен ко входу усилителя, но бездействует (т. е. ко входу усилителя присоединено внутреннее сопротивление источника сигнала, но напряжение источника сигнала равно нулю). Выходное сопротивление усилителя служит шунтом для громкоговорителя и притупляет его резонансные свойства, вследствие чего частотная характеристика громкоговорителя выравнивается. Поэтому выходное сопротивление усилителя желательно иметь небольшим; у хороших усилителей оно составляет десятые и даже сотые доли ома.

Если оконечный каскад работает с токами сетки, то предшествующий ему каскад должен иметь возможно более низкое выходное сопротивление для ослабления нелинейных искажений, создаваемых сеточными токами.

8-2. ПОСТРОЕНИЕ И ПОРЯДОК РАСЧЕТА УСИЛИТЕЛЕЙ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ

Любительские усилители низкой частоты, предназначенные для работы в приемнике, телевизоре или как самостоятельные усилители, например для граммофонных проигрывателей, обычно строят по блок-схеме, приведенной на рис. 8-1. Такие усилители всегда имеют входную цепь, рассчитанную на тот или иной источник входного напряжения (микрофон, звукосниматель, детекторный каскад приемника и т. п.), предварительный усилитель (или усилитель напряжения), предназначенный для увеличения напряжения, поступающего от источника выходного напряжения, до определенной величины, необходимой для нормальной работы оконечного каскада, усилитель мощности (оконечный каскад), отдающий в выходную цепь заданную мощность полезного сигнала, и выходную цепь или нагрузку усилителя (громкоговоритель, трансляционная линия, магнитофонная головка и т. п.).

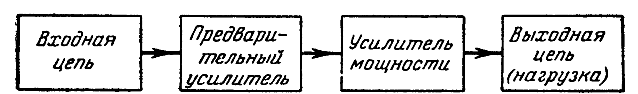


Рис. 8-1. Блок-схема усилителя низкой частоты.

В зависимости от назначения усилитель может иметь один или несколько каскадов предварительного усиления, однотактный или двухтактный усилитель мощности, а также цепи коррекции или отрицательной обратной связи.

При расчете усилителя обычно бывают известны напряжение источника полезного сигнала, требуемая полоса пропускаемых усилителем частот, коэффициент нелинейных искажений, сопротивление и мощность (или напряжение) нагрузки. Помимо этого, необходимо задаться величиной частотных искажений и правильно распределить ее между отдельными каскадами.

Частотные искажения обусловлены наличием в схеме реактивных элементов. При значительных частотных искажениях тембр звучания может настолько измениться, что слова передачи сделаются неразборчивыми, а звучание отдельных музыкальных инструментов — трудно различимыми. Для неискаженного воспроизведения различных программ необходимо достаточно равномерное усиление всех частот в пределах заданной полосы пропускания. Однако практическое выполнение этого условия не всегда оказывается возможным. На опыте установлено, что частотные искажения незаметны на слух в том случае, когда величина их на краях полосы пропускания не превышает 2—3 *дб*, т. е. должно выполняться условие

$$0{,}7 \leqslant M \leqslant 1{,}45.$$

Так как общий коэффициент частотных искажений усилителя, состоящего из нескольких каскадов, определяется выражением

$$M = M_1 M_2 M_3 \ldots M_n,$$

где M_1, M_2 и т. д. — коэффициенты частотных искажений отдельных каскадов, то допустимые частотные искаже-

ния для каждого каскада в отдельности зависят от его назначения и условий работы.

Наиболее трудно как с конструктивной, так и с экономической точек зрения обеспечить минимальные частотные искажения в каскаде усиления мощности. Поэтому, чтобы не усложнять конструкцию выходного трансформатора, обычно допускают для оконечного каскада частотные искажения порядка 3—5 *дб*. Тогда в предварительный усилитель необходимо ввести коррекцию частотной характеристики с подъемом на нижних и верхних частотах, с помощью которой компенсируют излишне допущенные частотные искажения.

Если предварительный усилитель состоит из нескольких каскадов, то частотные искажения распределяют между ними поровну.

Порядок расчета усилителя НЧ обычно бывает следующий. Сначала рассчитывают оконечный каскад, затем по найденному требуемому напряжению на входе этого каскада и по заданному напряжению на входе усилителя определяют коэффициент усиления предварительного усилителя и число каскадов в нем (с запасом на потерю усиления при введении коррекции или отрицательной обратной связи), а затем рассчитывают элементы самих каскадов, опять начиная с конца, т. е. с каскада, предшествующего оконечному.

Иногда бывает полезно значительно увеличить коэффициент усиления предварительных каскадов с тем, чтобы излишек усиления погасить глубокой отрицательной обратной связью и тем уменьшить нелинейные искажения или ввести регуляторы тембра, позволяющие изменять частотную характеристику усилителя на границах полосы пропускания в пределах ±10 —15 *дб*.

8-3. ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

Предварительный усилитель усиливает напряжение сигнала до такой величины, которая требуется для подачи на вход оконечного каскада.

Каскад на сопротивлениях

В каскаде усиления низкой частоты на сопротивлениях (рис. 8-2) нагрузкой анодной цепи лампы служит активное сопротивление R_a. Такой усилитель прост по схеме,

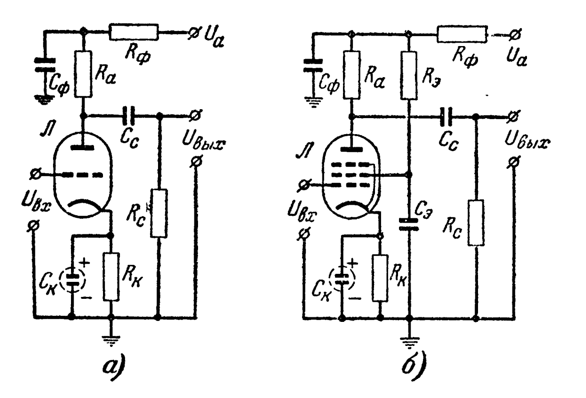


Рис. 8-2. Типовые схемы каскада усиления напряжения низкой частоты на сопротивлениях.

а — на триоде; *б* — на пентоде.

не требует дефицитных или дорогостоящих деталей и обеспечивает равномерное усиление в полосе частот от 30—50 до 12 000—15 000 *гц* и даже выше. Недостатками его являются значительная величина выходного сопротивления, что исключает возможность работы лампы последующего каскада с токами сетки, а также необходимость сравнительно большого напряжения анодного питания вследствие падения напряжения на сопротивлении R_a.

В таком каскаде используют триоды с большим μ или пентоды. В первом случае каждый каскад может обеспечить усиление порядка 50—70, а во втором — до 150—200.

Расчет реостатного каскада на сопротивлениях

Сопротивление анодной нагрузки R_a выбирают в зависимости от допустимого ослабления усиления на верхней граничной частоте $f_в$ заданного диапазона частот. При этом следует учитывать, что с увеличением R_a повышается коэффициент усиления каскада, но одновременно сужается полоса пропускания в области верхних звуковых частот.

Для триода сопротивление (*ком*) нагрузки

$$R_a = (2 \div 5) R_i,$$

где R_i — внутреннее сопротивление лампы, *ком*.

В случае использования пентода сопротивление (*ком*) нагрузки

$$R_a \approx 10^6 \frac{M_в^2 - 1}{2\pi f_в C_o},$$

где $M_в$ — коэффициент частотных искажений;

$f_в$ — верхняя граничная частота, *кгц*;

$C_o = C_{вых} + C_{вх} + C_м$ — емкость схемы, *пф*.

Если на верхней граничной частоте допустимо ослабление усиления до 3 *дб*, то сопротивление (*ком*) нагрузки пентода

$$R_a \approx \frac{160 \cdot 10^3}{f_в C_o},$$

где $f_в$ — в килогерцах;

C_o — в пикофарадах.

Сопротивление утечки сетки лампы следующего каскада

$$R_c \approx 0{,}5 \div 1 \text{ Мом}.$$

Когда последующий каскад оконечный, R_c не должно превышать предельно допустимой для данной лампы величины, указанной в паспорте на лампу или справочнике.

Емкость (*мкф*) разделительного конденсатора C_c выбирают в зависимости от допустимого ослабления усиления на нижней граничной частоте $f_н$ заданного диапазона частот и величины сопротивления утечки сетки R_c лампы следующего каскада:

$$C_c = \frac{159}{f_н R_c \sqrt{M_н^2 - 1}},$$

где $M_н$ — коэффициент частотных искажений;

$f_н$ — нижняя граничная частота, *гц*,

R_c — сопротивление учетки сетки, *ком*.

Когда на нижней граничной частоте допустимо ослабление усиления до 3 *дб*, емкость (*мкф*) разделительного конденсатора находят по следующей формуле:

$$C_c = \frac{159}{f_н R_c}.$$

Практически всегда достаточно применить конденсатор C_c емкостью от 0,025 до 0,05 *мкф*, чем будут обеспечены минимальные частотные искажения. Следует, однако, отметить, что разделительный конденсатор должен иметь возможно большее сопротивление утечки (не менее 1 000 *Мом*) и минимальную индуктивность. В качестве разделительных наиболее подходят конденсаторы типа КБГ-И.

Смещение (*в*) на управляющей сетке лампы выбирают равным

$$U_с = U_{вх} + (0,5 \div 1,5).$$

Далее по характеристикам лампы находят рабочую точку, а затем определяют внутреннее сопротивление R_i, крутизну S и коэффициент усиления μ для выбранного режима работы лампы. По полученным данным вычисляют истинный коэффициент усиления каскада в выбранном режиме, который для триода равен:

$$K = \frac{\mu}{1 + \frac{R_i}{R_а} + \frac{R_i}{R_с}}$$

а для пентода, при $R_а \ll R_i$

$$K = SR_а,$$

где μ — коэффициент усиления;
R_i — внутреннее сопротивление, *ом*;
S — крутизна характеристики, *а/в*;
$R_а$ — сопротивление анодной нагрузки, *ом*;
$R_с$ — сопротивление утечки сетки, *ом*.

Сопротивление (*ом*) автоматического смещения равно

$$R_к = \frac{-U_с}{I_а} 10^3,$$

где $U_с$ — напряжение смещения на управляющей сетке, *в*
$I_а$ — анодный ток лампы, *ма*.

Для пентода

$$R_к = \frac{-U_с}{I_а + I_э} 10^3,$$

где $I_э$ — ток экранирующей сетки лампы, *ма*.

Емкость (*мкф*) конденсатора, блокирующего сопротивление смещения, должна быть не менее

$$C_к \geqslant \frac{(1 \div 2)\, 10^3}{f_н R_к},$$

где $f_н$ — нижняя граничная частота, *гц*;
$R_к$ — сопротивление смещения, *ком*.

Практически для большинства схем емкость этого конденсатора выбирают не менее 20—50 *мкф*. Чем больше будет емкость блокирующего конденсатора, тем меньше будут частотные искажения на нижних звуковых частотах.

В случае установки фильтра в анодной цепи лампы величину сопротивления $R_ф$ выбирают в пределах

$$R_ф = (0,1 \div 0,5) R_а.$$

Емкость (*мкф*) конденсатора фильтра находят из формулы

$$C_ф \geqslant \frac{(2 \div 5)\, 10^2}{f_н R_ф}.$$

При использовании в каскаде предварительного усиления низкой частоты на сопротивлениях пентода дополнительно определяют величину сопротивления (*ком*) в цепи экранирующей сетки лампы $R_э$ и емкость (*мкф*) блокирующего конденсатора $C_э$:

$$R_э = \frac{U_а - U_э}{I_э}; \quad C_э = \frac{(0,5 \div 1)\, 10^3}{f_н R_э},$$

где $U_а$ — напряжение анодного питания, *в*;
$U_э$ — напряжение на экранирующей сетке лампы, *в*;
$I_э$ — ток экранирующей сетки, *ма*;
$f_н$ — нижняя граничная частота, *гц*.

Пример расчета. Рассчитать каскад предварительного усиления низкой частоты на триоде типа 6Н2П, если $U_{вх} = 0,1$ *в*; $U_{вых} = 5$ *в*, $f_н = 70$ *гц*; $f_в = 10\,000$ *гц*; $U_а = 200$ *в*; $S = 2$ *ма/в*; $\mu = 97$; $R_i = 49$ *ком* и $C_{вых} = 3$ *пф*. Следующий каскад работает на лампе типа 6П14П, $C_{вх}$ которой равна 11 *пф*. Частотные искажения на границах полосы частот допустимы не более 1 *дб* ($M_н = M_в = 1,12$);

$K = \frac{5}{0,1} = 50$; $R_а = 2 \cdot 49 = 98$ *ком* (выбираем $R_а = 100$ *ком*); $R_ф = 0,15 \cdot 100 = 15$ *ком*; $-U_с = 0,1 + 0,75 = 0,85$ *в* (для практических расчетов принимаем $U_с = -1$ *в*).

На графике анодных характеристик (рис. 8-3) строим нагрузочную линию для $R'_а = R_а + R_ф = 100 + 15 =$

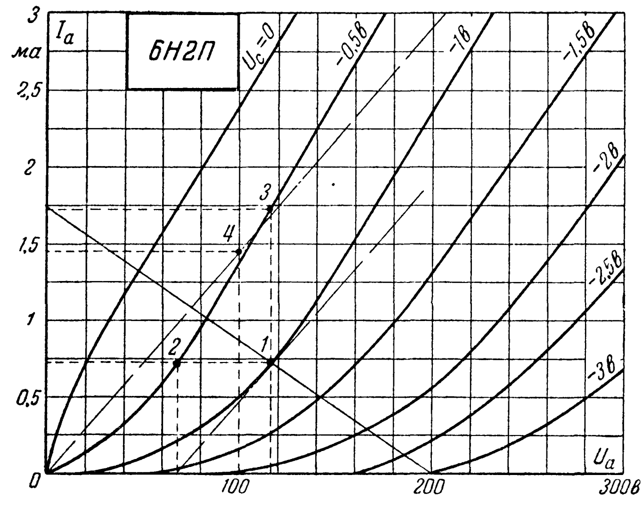


Рис. 8-3. Анодные характеристики лампы 6Н2П.
Пример построения при расчете каскада усиления напряжения низкой частоты.

$= 115$ *ком*. При этом анодный ток лампы определяем по формуле

$$I'_а = \frac{U_а}{R'_а} = \frac{200 \cdot}{115 \cdot 10^3} = 1,74 \text{ ма}.$$

Рабочую точку лампы находим из пересечения нагрузочной линии с кривой, соответствующей выбранному напряжению смещения (точка *1*). В полученном режиме напряжение на аноде лампы $U_{а0} = 116$ *в*, а анодный ток $I_{а0} = 0,725$ *ма*.

Далее находим μ, S и R_i для выбранного режима работы лампы.

Чтобы найти μ, нужно разделить разность анодных напряжений для точек *1* и *2* на соответствующую разность напряжений на управляющей сетке (в нашем случае 0,5 *в*):

$$\mu = \frac{116—68}{0,5} = 96.$$

Крутизну характеристики находим из отношения разности токов в точках *1* и *3* к соответствующей разности напряжений на управляющей сетке лампы:

$$S = \frac{1,68—0,72}{0,5} = 1,9 \text{ ма/в}.$$

Для определения внутреннего сопротивления лампы проведем касательную к анодной характеристике в рабо-

чей точке *1*, а затем линию, параллельную этой касательной, через точку пересечения осей напряжения и тока. На этой вспомогательной линии выбираем произвольную точку *4*, для которой $U_а = 100$ *в* и $I_а = 1{,}45$ *ма*. Тогда

$$R_i = \frac{U_а}{I_а} = \frac{100}{0{,}00145} = 69\,000 \text{ ом} = 69 \text{ ком};$$

$$R_с = 1\,000 \text{ ком} = 1 \text{ Мом}; \quad C_с = \frac{159}{70 \cdot 10^3 \sqrt{1 \cdot 12^2 - 1}} =$$

$= 0{,}0045 = 4\,500$ *пф* (ближайший нужный номинал конденсатора 4 700 *пф*);

$$K = \frac{96}{1 + \frac{69}{100} + \frac{69}{1\,000}} = 54{,}5,$$

что несколько превышает требуемую величину. При этом коэффициенте усиления напряжение на выходе каскада будет равно:

$$U_{вых} = KU_{вх} = 54{,}5 \cdot 0{,}1 = 5{,}45 \text{ в};$$

$$R_к = \frac{10^3 \cdot 1}{0{,}725} = 1\,380 \text{ ом};$$

$$C_к = \frac{1{,}5 \cdot 10^3}{70 \cdot 1{,}5} = 14 \text{ мкф}; \quad C_ф = \frac{2{,}5 \cdot 10^2}{70 \cdot 15} = 0{,}237 \text{ мкф}.$$

Примерные величины сопротивлений и конденсаторов, входящих в каскад усилителя напряжения низкой частоты на сопротивлениях, при использовании ламп типов 6Н1П, 6Н2П, 6Н8С, 6Н9С, 6Ж3П, 6Ж8, 6Г3П, 1Б1П, 1К1П и 1К2П и для различных напряжений источника питания можно найти в табл. 8-1.

Таблица 8-1

Данные каскада усиления низкой частоты на сопротивлениях

Сдвоенные триоды 6Н1П и 6Н8С

$U_{а0}$, *в*	$R_а$, *Мом*	$R_с$, *Мом*	$R_к$, *ом*	$C_к$, *мкф*	$C_с$, *мкф*	U_{m2}, *в*	K
		0,047	920	3,9	0,062	20	11
	0,047	0,1	1 200	2,9	0,037	26	12
		0,22	1 400	2,5	0,016	29	12
		0,1	2 000	1,9	0,032	24	12
180	0,1	0,22	2 800	1,4	0,016	33	12
		0,47	3 600	1,1	0,007	40	12
		0,22	5 300	0,8	0,015	31	12
	0,22	0,47	8 300	0,56	0,001	44	12
		1	10 000	0,48	0,0035	54	12
		0,047	870	4,1	0,065	38	12
	0,47	0,1	1 200	3	0,034	52	12
		0,22	1 500	2,4	0,016	68	12
		0,1	1 900	1,9	0,032	44	12
300	0,1	0,22	3 000	1,3	0,016	68	12
		0,47	4 000	1,1	0,007	80	12
		0,22	5 300	0,9	0,015	57	12
	0,22	0,47	8 800	0,52	0,007	82	12
		1	11 000	0,46	0,0035	92	12

Сдвоенные триоды 6Н2П и 6Н9С

$U_{а0}$, *в*	$R_а$, *Мом*	$R_с$, *Мом*	$R_к$, *ом*	$C_к$, *мкф*	$C_с$, *мкф*	U_{m2}, *в*	K
		0,1	1800	4	0,025	18	40
	0,1	0,22	2000	3,5	0,013	25	47
		0,47	2200	3,1	0,006	32	52
		0,22	3000	2,4	0,012	24	53
180	0,22	0,47	3500	2,1	0,006	34	59
		1	3900	1,8	0,003	39	63
		0,47	5800	1,3	0,006	30	62
	0,47	1	6700	1,1	0,003	39	66
		2,2	7400	1	0,002	45	68
		0,1	1300	4,6	0,027	43	45
	0,1	0,22	1500	4	0,013	57	52
		0,47	1700	3,6	0,006	66	57
		0,22	2200	3	0,013	51	59
300	0,22	0,47	2800	2,3	0,006	69	65
		1	3100	2,1	0,003	79	68
		0,47	4300	1,6	0,006	62	69
	0,47	1	5200	1,3	0,003	77	73
		2,2	5900	1,1	0,002	92	75

Тройной диод-триод 6Г3П

$U_{а0}$, *в*	$R_а$, *Мом*	$R_с$, *Мом*	$R_к$, *ом*	$C_к$, *мкф*	$C_с$, *мкф*	U_{m2}, *в*	K
		0,1	1900	3,6	0,027	19	30
	0,1	0,22	2200	3,1	0,014	25	35
		0,47	2500	2,8	0,0065	32	37
		0,22	3400	2,2	0,014	24	38
180	0,22	0,47	4100	1,7	0,0065	34	42
		1	4600	1,5	0,0035	38	44
		0,47	6600	1,1	0,0065	29	44
	0,47	1	8100	0,9	0,0035	38	46
		2,2	9100	0,8	0,002	43	47
		0,1	1500	4,4	0,0027	40	34
	0,1	0,22	1800	3,6	0,014	54	38
		0,47	2100	3	0,0065	63	41
		0,22	2600	2,5	0,013	51	42
300	0,22	0,47	3200	1,9	0,0065	65	46
		1	3700	1,6	0,0035	77	48
		0,47	5200	1,2	0,006	61	48
	0,47	1	6300	1	0,0035	74	50
		2,2	7200	0,9	0,002	85	51

Продолжение табл. 8-1

Пентод 6Ж8

$U_{а0}$, *в*	$R_а$, *Мом*	$R_с$, *Мом*	$R_э$, *Мом*	$R_к$, *ком*	$C_э$, *мкф*	$C_к$, *мкф*	$C_с$, *мкф*	U_{m2}, *в*	K
		0,1	0,29	0,76	0,1	9,1	0,02	49	55
	0,1	0,22	0,32	0,8	0,09	8	0,015	60	82
		0,47	0,38	0,85	0,09	7,9	0,07	61	90
		0,22	0,83	1	0,06	6,8	0,01	38	109
180	0,22	0,47	0,95	1,1	0,06	6,6	0,04	46	129
		1	0,96	1,2	0,07	6,2	0,003	53	158
		0,47	1,8	2	0,05	4	0,005	37	149
	0,47	1	2,2	2,2	0,04	3,8	0,003	42	185
		2,2	2,5	2,4	0,03	3,7	0,002	53	200
		0,1	0,35	0,5	0,1	11,6	0,02	72	67
	0,1	0,22	0,37	0,52	0,09	10,9	0,016	95	97
		0,47	0,47	0,58	0,09	9,9	0,007	100	103
		0,22	0,87	0,84	0,07	8,5	0,011	77	135
300	0,22	0,47	1	0,86	0,06	7,4	0,004	87	165
		1	1,2	0,91	0,06	6,9	0,003	98	185
		0,47	2	1,3	0,06	6	0,005	63	190
	0,47	1	2,2	1,4	0,05	5,8	0,003	79	237
		2,2	2,5	1,5	0,04	5,2	0,002	89	264

Пентод 6Ж3П

$U_{а0}$, *в*	$R_а$, *Мом*	$R_с$, *Мом*	$R_э$, *Мом*	$R_к$, *ком*	$C_э$, *мкф*	$C_к$, *мкф*	$C_с$, *мкф*	U_{m2}, *в*	K
		0,1	0,12	0,8	0,15	14,1	0,021	57	74
	0,1	0,22	0,15	0,9	0,126	14	0,012	82	116
		0,47	0,19	1	0,1	12,5	0,006	81	141
		0,22	0,38	1,5	0,09	9,6	0,009	59	130
180	0,22	0,47	0,43	1,7	0,08	8,7	0,005	67	171
		1	0,6	1,9	0,066	8,1	0,003	71	200
		0,47	0,9	3,1	0,06	5,7	0,0045	54	172
	0,47	1	1	3,4	0,05	5,4	0,0028	65	232
		2,2	1,1	3,6	0,04	3,6	0,0019	74	272
		0,1	0,20	0,5	0,13	18	0,019	76	109
	0,1	0,22	0,24	0,6	0,11	16,4	0,011	103	145
		0,47	0,26	0,7	0,11	15,3	0,006	129	168
		0,22	0,42	1	0,1	12,4	0,009	92	164
300	0,22	0,47	0,5	1	0,098	12	0,007	109	230
		1	0,55	1,1	0,09	11	0,003	122	262
		0,47	1	1,8	0,075	8	0,0045	94	248
	0,47	1	1,1	1,9	0,065	7,6	0,0028	105	318
		2,2	1,2	2,1	0,06	7,3	0,0018	122	371

Продолжение табл. 8-1

Двойной диод-пентод 1Б1П								**Пентод 1К1П**								**Пентод 1К2П**							
$U_{ао}$, *в*	$R_{ао}$, *Мом*	$R_с$, *Мом*	$R_э$, *Мом*	$C_э$, *мкф*	$C_с$, *мкф*	U_{m2}, *в*	K	$U_{ао}$, *в*	$R_а$, *Мом*	$R_с$, *Мом*	$R_э$, *Мом*	$C_э$, *мкф*	$C_с$, *мкф*	U_{m2}, *в*	K	$U_{ао}$, *в*	$R_а$, *Мом*	$R_с$, *Мом*	$R_э$, *Мом*	$C_э$, *мкф*	$C_с$, *мкф*	U_{m2}, *в*	K
		0,22	0,26	0,042	0,013	14	17			0,22	0,24	0,071	0,011	12	16			0,22	0,06	0,046	0,011	11	23
	0,22	0,47	0,36	0,035	0,006	17	24		0,22	0,47	0,32	0,06	0,006	14	23		0,22	0,47	0,07	0,045	0,006	15	33
		1	0,4	0,034	0,004	18	28			1	0,39	0,056	0,0035	18	30			1	0,11	0,04	0,003	17	39
		0,47	0,82	0,025	0,0055	14	25			0,47	0,57	0,049	0,0052	14	22			0,47	0,34	0,025	0,005	13	34
45	0,47	1	1	0,023	0,003	17	33	45	0,47	1	0,64	0,047	0,0035	17	30	45	0,47	1	0,44	0,022	0,003	16	46
		2,2	1,1	0,022	0,002	18	38			2,2	0,74	0,044	0,0018	19	33			2,2	0,51	0,022	0,002	18	55
		1	1,9	0,019	0,003	14	31			1	1,1	0,036	0,0028	14	28			1	1	0,016	0,003	14	43
	1	2,2	2	0,019	0,002	17	38		1	2,2	1,25	0,035	0,0018	16	32		1	2,2	1	0,016	0,002	17	51
		3,3	2,2	0,018	0,0015	18	43			3,3	1,45	0,032	0,0015	18	38			3,3	1,1	0,015	0,001	17	60
		0,22	0,51	0,05	0,011	31	25			0,22	0,4	0,09	0,011	26	28			0,22	0,3	0,046	0,01	27	37
	0,22	0,47	0,59	0,05	0,006	37	34		0,22	0,47	0,46	0,081	0,0055	36	36		0,22	0,47	0,36	0,04	0,006	36	54
		1	0,67	0,042	0,003	40	41			1	0,47	0,08	0,0035	42	41			1	0,4	0,038	0,003	39	63
		0,47	1,2	0,035	0,005	31	37			0,47	0,84	0,07	0,0055	30	34			0,47	0,9	0,027	0,0045	29	61
90	0,47	1	1,4	0,034	0,003	36	47	90	0,47	1	0,90	0,069	0,003	38	42	90	0,47	1	1	0,023	0,003	35	82
		2,2	1,6	0,031	0,002	40	57			2,2	1	0,062	0,0018	40	50			2,2	1,1	0,022	0,002	38	96
		1	2,5	0,026	0,003	31	45			1	2	0,045	0,0028	30	45			1	1,9	0,02	0,0025	30	77
	1	2,2	2,9	0,025	0,002	36	58		1	2,2	2,1	0,045	0,0018	35	55		1	2,2	2,0	0,02	0,002	35	98
		3,3	3,1	0,024	0,0012	38	66			3,3	2,2	0,044	0,0012	40	61			3,3	2,2	0,018	0,001	37	114

Трансформаторный каскад

В трансформаторном каскаде усиления низкой частоты, показанном на рис. 8-4, в качестве нагрузки применяется трансформатор с сердечником из стальных пластин. Такой усилитель уступает реостатному в стоимости, имеет большие габариты и вес. К достоинствам трансформаторного каскада следует отнести большой коэффициент усиления и малое выходное сопротивление, что позволяет использовать лампу следующего каскада в режиме работы с токами сетки и легко осуществить симметричный (двухтактный) выход.

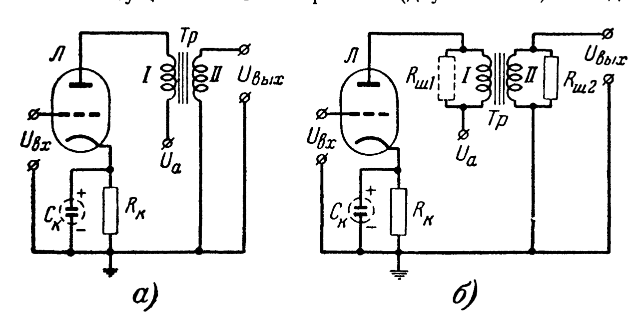


Рис. 8-4. Трансформаторный каскад усиления напряжения низкой частоты.

а — типовая схема; *б* — схема включения шунта.

Эти обстоятельства предопределяют применение такого каскада перед мощным двухтактным усилителем. Помимо этого, благодаря низкому сопротивлению первичной обмотки трансформатора, включаемой в анодную цепь лампы, напряжение источника питания может быть выбрано несколько меньшим.

Трансформаторный каскад широко используется в батарейных приемниках, где коэффициент усиления играет решающую роль.

Из недостатков трансформаторного каскада следует указать значительно большее, чем у каскада на сопротивлениях, изменение сдвига фазы с частотой, что затрудняет применение отрицательной обратной связи. Кроме того, большой коэффициент усиления каскада достигается за счет ухудшения частотной характеристики.

В трансформаторном усилителе напряжения низкой частоты могут быть использованы триоды с небольшим μ и пентоды с короткой характеристикой, включенные триодом.

Расчет трансформаторного каскада

Расчет трансформаторного каскада сводится в основном к определению электрических параметров трансформатора.

Активное сопротивление (*ком*) первичной обмотки трансформатора выбирают из соотношения

$$r_1 \leqslant (0{,}1 \div 0{,}2)R_i,$$

где R_i — внутреннее сопротивление лампы, *ком*.

Эквивалентное сопротивление первичной цепи находят по формуле

$$R_э = R_i + r_1.$$

Минимальную индуктивность (*гн*) первичной обмотки трансформатора определяют исходя из заданных частотных искажений:

$$L_1 = \frac{0{,}16R_э}{f_н\sqrt{M_н^2 - 1}},$$

где $f_н$ — нижняя граничная частота, *гц*;

$M_н$ — частотные искажения на нижней граничной частоте.

Для дальнейших расчетов вычислим обобщенную частоту максимального усиления p и затухание d:

$$p = \sqrt[4]{1 - M_в^2} \quad и \quad d = \sqrt{2(1 - p^2)},$$

где $M_в$ — частотные искажения на верхней граничной частоте.

Индуктивность рассеяния трансформатора определяем по формуле

$$L_s \leqslant \frac{0{,}16R_i p}{f_в d},$$

где $f_в$ — верхняя граничная частота, *кгц*.

Коэффициент рассеяния трансформатора

$$\sigma = \frac{L_s}{L_1}$$

показывает возможность конструктивного выполнения вычисленной индуктивности рассеяния. При применении трансформаторной стали трудно осуществить σ меньше 0,003. В случае использования пермаллоевого сердечника

коэффициент рассеяния может быть доведен до 0,001. Когда коэффициент рассеяния получается близким к наименьшему, приходится вводить шунт, включаемый параллельно вторичной обмотке трансформатора. При этом увеличивается коэффициент рассеяния трансформатора, но одновременно снижается и коэффициент усиления на средних частотах.

Коэффициент трансформации

$$n = \sqrt{\frac{16\cdot 10^4 pd}{f_в R_i C_2}},$$

где $f_в$ — верхняя граничная частота, *кгц*;

$C_2 = C_{вх} + C_м + C_{гр} — (C_{тр}$ — распределенная емкость вторичной обмотки трансформатора; обычно она не превышает 50 *пф*).

Коэффициент усиления на средних частотах

$$K_0 = \mu n.$$

В случае применения шунта, включаемого параллельно вторичной обмотке трансформатора, параметры каскада изменяются. Прежде чем их вычислить, нужно задаться коэффициентом нагрузки α, который для триода может быть в пределах от 3 до 10. При большем значении α можно получить больший подъем частичной характеристики каскада. В этом случае

$$R_э = \frac{(R_i + r_1)\alpha}{1+\alpha}; \quad L_s = \frac{0{,}32 R_i p}{f_в\left(d + \sqrt{d^2 - \frac{4}{1+\alpha}}\right)};$$

$$n = \frac{160p}{f_в}\sqrt{\frac{1+\alpha}{\alpha L_s C_2}}; \quad K_0 = \mu n\frac{\alpha}{1+\alpha}.$$

Сопротивление шунта (в омах)

$$R_{ш2} = 1{,}3\alpha R_i n^2.$$

Пример расчета. Рассчитать трансформаторный каскад усиления напряжения низкой частоты на лампе типа 6С1П для полосы частот $f_н \div f_в = 80 \div 8\,000$ *гц*, если на $f_н$ допустимо ослабление усиления на 1 *дб* ($M_н = 1{,}12$), а на $f_в$ должен быть подъем частичной характеристики в 1 *дб* ($M_в = 0{,}89$); $C_{вх} = 30$ *пф*; $C_м = 40$ *пф* и $U_{вх} = 0{,}2$ *в*. Для 6С1П $\mu = 26$ и $R_i = 11{,}6$ *ком*.

Расчет:

$r_1 = 0{,}15\cdot 11{,}6 = 1{,}74$ *ком*; $R_э = 11{,}6 + 1{,}74 = 13{,}34$ *ком*.

$$L_1 = \frac{160\cdot 13{,}34}{80\sqrt{1{,}12^2-1}} = 53{,}3 \text{ гн};$$

$$p = \sqrt[4]{1 - 0{,}89^2} = 0{,}67; \; d = \sqrt{2(1-p^2)} = 1{,}05;$$

$$L_s = \frac{0{,}16\cdot 11{,}6\cdot 0{,}67}{8\cdot 1{,}05} = 0{,}15 \text{ гн}; \; \sigma = \frac{0{,}15}{53{,}3} = 0{,}0028.$$

Полученное значение коэффициента рассеяния σ ниже предельно допустимого, и изготовить трансформатор будет весьма трудно. Чтобы упростить конструкцию трансформатора, нужно применить шунт. Тогда параллельно вторичной обмотке будет включено сопротивление R_2.

$$C_2 = 30 + 40 + 50 = 120 \text{ пф};$$

$$n = \sqrt{\frac{16\cdot 10^4\cdot 0{,}67\cdot 1{,}05}{8\cdot 11{,}6\cdot 120}} = 3{,}17; \; K_0 = 26\cdot 3{,}17 = 82{,}4.$$

Для расчета каскада с шунтом зададимся $\alpha = 4$. Тогда

$$R_э = \frac{(11{,}6+1{,}74)4}{1+4} = 10{,}67 \text{ ком};$$

$$L_1 = \frac{160\cdot 10{,}67}{80\sqrt{1\cdot 12^2-1}} = 42{,}7 \text{ гн};$$

$$L_s = \frac{0{,}32\cdot 11{,}6\cdot 0{,}67}{8\left(1{,}05 + \sqrt{1{,}05^2 - \frac{4}{1+4}}\right)} = 0{,}19 \text{ гн};$$

$$\sigma = \frac{0{,}19}{42{,}7} = 0{,}0044.$$

С таким коэффициентом рассеяния трансформатор легко осуществим:

$$n = \frac{160\cdot 0{,}67}{8}\sqrt{\frac{1+4}{0{,}19\cdot 120\cdot 4}} = 3{,}08;$$

$$K_0 = 26\cdot 3{,}08\cdot\frac{4}{1+4} = 64;$$

$$R_{ш2} = 1{,}3\cdot 4\cdot 11{,}6\cdot 3{,}08^2 = 572 \text{ ком}.$$

Трансформаторный каскад с параллельным питанием

Усилитель напряжения низкой частоты, собранный по реостатно-трансформаторной схеме, показан на рис. 8-5. Он представляет собой трансформаторный каскад с параллельным питанием. Такая схема широко используется в батарейных приемниках и имеет то преимущество, что через первичную обмотку трансформатора не протекает анодный ток лампы. Благодаря этому возрастает индуктивность первичной обмотки трансформатора, улучшается равномерность усиления (особенно в области нижних звуковых частот) и снижаются нелинейные искажения, создаваемые магнитопроводом трансформатора. Помимо этого, если выбрать частоту резонанса контура, образуемого из обмотки трансформатора и разделительного конденсатора C_c, вблизи нижней границы выбранной полосы пропускания, то частотная характеристика каскада будет иметь подъем на нижних звуковых частотах, что позволяет довольно просто осуществить коррекцию на этих частотах. Кроме того, отсутствие постоянного тока в первичной обмотке трансформатора позволяет упростить его конструкцию или уменьшить габариты.

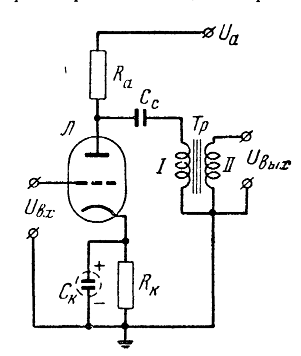


Рис. 8-5. Трансформаторный каскад усиления напряжения низкой частоты с параллельным питанием.

К недостаткам такой схемы следует отнести потерю некоторой части напряжения источника питания на сопротивлении анодной нагрузки $R_а$.

Расчет трансформаторного каскада с параллельным питанием производится аналогично расчету обычного трансформаторного каскада. Дополнительно определяют

сопротивление (*ком*) анодной нагрузки $R_а$ и емкость (*мкф*) разделительного конденсатора C_c:

$$R_а = \frac{16 \cdot 10^4 \sqrt{M_в^2 - 1}}{f_в C_0},$$

где $f_в$ — верхняя граничная частота, *кгц*;
$M_в$ — частотные искажения на верхней граничной частоте;
$C_0 = C_{вх} + C_м + C_1$ — распределенная емкость схемы (C_1 — распределенная емкость первичной обмотки трансформатора; обычно она бывает в пределах от 25 до 50 *пф*);

$$C_c = \frac{25 \cdot 10^4}{p_н^2 f_н^2 L_1},$$

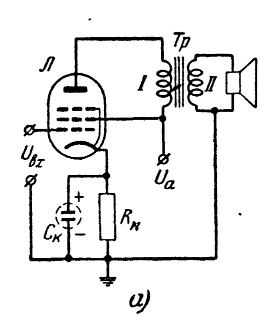
где $p_н = \sqrt[4]{1 - M_н^2}$;
$M_н$ — частотные искажения на нижней граничной частоте;
$f_н$ — нижняя граничная частота, *гц*;
L_1 — индуктивность первичной обмотки трансформатора, *гн*.

8-4. ОКОНЕЧНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

Оконечный каскад усилителя низкой частоты работает в режиме отдачи достаточно большой мощности. В анодную цепь оконечной лампы включают выходной трансформатор, который необходим для пересчета нагрузки усилителя (громкоговоритель, линия, магнитофонная головка и т. п.) к такой величине, которая является наивыгоднейшей для данной лампы.

Однотактный каскад

Схема однотактного оконечного каскада показана на рис 8-6. Каскад обычно выполняют на пентоде или лучевом тетроде, работающем в режиме класса А.



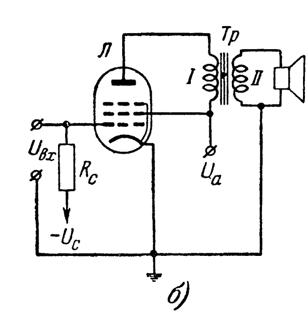


Рис. 8-6. Однотактный оконечный каскад.
а — с автоматическим смещением; *б* — с фиксированным смещением.

Расчет однотактного каскада

Постоянное напряжение (*в*) на аноде лампы $U_{а0}$ принимают порядка $0{,}9U_а$ (напряжения источника питания). Постоянное напряжение на экранирующей сетке лампы $U_э$ выбирают таким же, что и $U_а$.

Рабочую точку *1* находят по анодным характеристикам лампы, приведенным на рис. 8-7. Для этого замечают, при каком напряжении на управляющей сетке U_c анодные характеристики начинают сгущаться. Верхнюю из таких характеристик выбирают как $U_{c.\,макс}$. Тогда рабочая точка *1* будет лежать на пересечении линий $U_{а0}$ и $U_{c.\,макс}/2$. Далее строят нагрузочную линию. Для этого, наложив на график анодных характеристик линейку, находят такое ее положение между кривыми $U_{c.\,мин}$ и $U_{c.\,макс}$ (точки *2* и *3*), при котором отрезки *а* и *б* будут равны. Это соответствует режиму работы лампы с наименьшими нелинейными искажениями (с отсутствием второй гармоники).

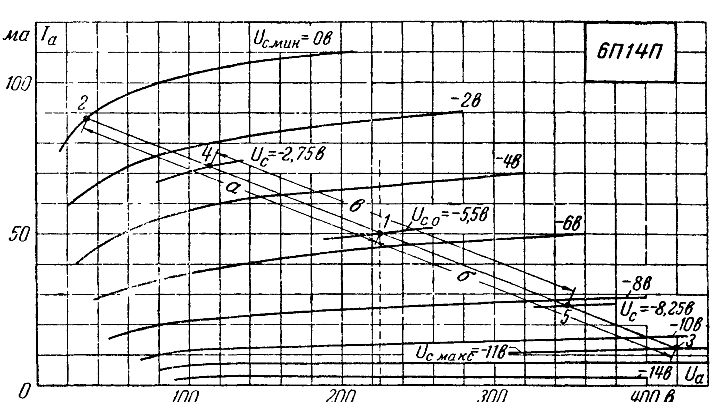


Рис. 8-7. Анодные характеристики лампы 6П14П.
Пример построения при расчете однотактного оконечного каскада.

При выбранном режиме работы мощность (*вт*), рассеиваемая на аноде лампы в режиме покоя, равна.

$$P_{а0} = \frac{U_{а0} I_{а0}}{1\,000},$$

где $I_{а0}$ — анодный ток лампы (*ма*) в рабочей точке *1*.

Необходимо, чтобы эта мощность не превышала предельно допустимой для данной лампы, которая указывается в справочных данных по лампам. В противном случае нужно выбрать другую рабочую точку *1*.

При данном наклоне нагрузочной линии отдаваемая в нагрузку мощность (*ва*)

$$P_{\sim} = \frac{\eta}{8000}(i_{а.\,макс} - i_{а.\,мин})(u_{а.\,макс} - u_{а.\,мин}),$$

где η — к. п. д. трансформатора (0,7—0,75 при $P\,5 \leqslant$ *ва* и 0,8—0,85 при $P > 5$ *ва*).

Коэффициент второй гармоники

$$\gamma_2 = 0{,}5\frac{a - б}{a + б}\,100\%.$$

Коэффициент третьей гармоники

$$\gamma_3 = 0{,}5\frac{2в - (a + б)}{a + б + в}\,100\%.$$

Общий коэффициент гармоник

$$\gamma = \sqrt{\gamma_2^2 + \gamma_3^2}.$$

Амплитуда переменной составляющей анодного тока (*ма*)

$$I_{ma} = \frac{1}{2}(i_{а.\,макс} - i_{а.\,мин}).$$

Амплитуда переменной составляющей напряжения (*в*) на первичной обмотке трансформатора

$$U_{ma} = \frac{1}{2}(u_{а.\ макс} - u_{а.\ мин}).$$

Величина сопротивления (*ом*) анодной цепи

$$R_а = 1\,000\frac{U_{ma}}{I_{ma}}.$$

Если по расчету получается недостаточная величина $P_{\sim}$ или недопустимо большой коэффициент γ, то нужно изменить наклон нагрузочной линии (поворачивая ее около рабочей точки *1* и соответственно перемещая точки *2* и *3*, в которых она пересекает характеристики для $U_с = 0$ и $U_с = -U_{с.\ макс}$), использовать другую рабочую точку или повысить напряжение $U_{а0}$, но не превышая максимально допустимого для данной лампы. При этом надо проверить, не превышает ли мощность рассеяния на аноде допустимую величину.

Сопротивление (*ом*) автоматического смещения в катодной цепи

$$R_к = \frac{1\,000U_{с0}}{I_{а0} + I_э},$$

где $I_э$ — ток экранирующей сетки лампы, *ма*.

Электрический расчет выходного трансформатора

Сопротивление (*ом*) первичной обмотки постоянному току

$$r_1 = 0{,}5R_а(1 - \eta).$$

Сопротивление (*ом*) вторичной обмотки постоянному току

$$r_2 = 0{,}5R_н\frac{1 - \eta}{\eta}.$$

Индуктивность (*гн*) первичной обмотки

$$L_1 = \frac{130R_а}{f_н\sqrt{M_н^2 - 1}},$$

где $M_н$ — коэффициент частотных искажений на нижней граничной частоте;

$R_а$ — сопротивление анодной нагрузки, *ком*;

$f_н$ — нижняя граничная частота, *гц*.

Когда допустимо ослабление на $f_н$, равное 3 *дб*,

$$L_1 = \frac{130R_а}{f_н}.$$

Коэффициент трансформации

$$n = \frac{w_2}{w_1} = \sqrt{\frac{R_н}{\eta R_а}}.$$

Типовые режимы работы ламп в однотактных оконечных каскадах приведены в табл. 8-2.

Таблица 8-2

Типовые режимы работы ламп в однотактных оконечных каскадах

Тип лампы	$U_{а0}$, *в*	$U_э$, *в*	$U_{с0}$, *в*	$U_с$, *в*	$R_к$, *ом*	$R_а$, *ком*	P, *вт*	$I_{а0}$, *ма*	$I_а$, *ма*	$I_{э0}$, *ма*	$I_э$, *ма*
2П1П	70	70	— 3,6	2,5	—	12	0,09	5,8	—	1,4	—
	90	70	— 3,6	2,5	—	18	0,12	6	—	1,4	—
	90	90	— 4,5	3,2	—	10	0,16	9,5	—	2,1	—
2П2П	60	60	— 3,5	2,5	—	15	0,07	3,4	3,7	0,8	1
	90	90	— 7	4	—	15	0,15	4,3	5	1,2	1,4
6П1П	100	100	— 5,0	3,5	—	6,5	0,3	11,5	11,5	1	2
	150	150	— 6,5	4,6	—	5,5	0,7	23	23	2,6	5,4
	200	200	— 9	6,3	—	4	1,8	34,5	35	2,6	6,5
	250	100	— 5	3,5	—	20	1	14,5	14,5	0,8	1,6
	250	150	— 7,5	5,3	—	10	1,7	21,5	21,5	1,4	3,9
	250	200	— 9	6,3	—	6,5	2,3	37	37	2,4	6,3
	250	250	—12,5	8,8	—	3,5	3,3	45	47,5	3	9
	210	210	—	6,3	240	4	1,4	34	34,5	2,5	4,5
	250	250	—	8,8	270	3,5	2,8	44	43	2,8	6
6П6С	170	170	— 8,5	6	—	5	1,5	32	34	3	4
	250	250	—12,5	8,8	—	5	3,5	47	50	4,5	7,2
	315	250	—13	9,2	—	7	4	36	40	2,5	5,5
	180	180	—	6	240	5	1,2	32	31,5	3	3,5
	250	250	—	8,8	240	5	2,8	46	45	4	8
6П9	300	150	— 3	2,1	—	10	2,4	30	31	7	9,0
6П14П	150	150	— 3,9	2,6	—	6,3	1	22	23,5	2,3	4,3
	200	200	— 5,2	3,5	—	5,3	2,3	34	36	4	7,2
	250	250	— 6,4	4,3	—	4,8	4	48	50	5,1	9,7
	150	150	—	2,6	160	6,3	0,8	21	20,5	2,2	3,7
	200	200	—	3,5	130	5,3	2	34	32,5	3,9	6,5
	250	210	—	3,8	150	6,5	2,7	33	32	3	5
	250	230	—	4	120	6	3,3	42	43	4,4	8,6
	250	250	—	4,3	120	4,8	3,5	47	45,5	5	8,8

Пример расчета. Дано: лампа типа 6П14П; $U_а = 250$ *в*; $P_{макс} = 12$ *вт*; $R_н = 3$ *ом*; $f_н = 70$ *гц*; $M_н = 3$ *дб*.

Определяем:

$U_{а0} = 0{,}9 \cdot 250 = 225$ *в*; $U_э = U_а = 250$ *в*; $I_э = 4{,}1$ *ма*.

Выбираем

$$U_{с.0} = \frac{11}{2} = 5{,}5\ в.$$

Тогда $i_{а0} = 50$ *ма*; $i_{а.\ макс} = 88$ *ма*; $i_{а.\ мин} = 12$ *ма*; $u_{а.\ макс.} = 419$ *в*; $u_{а.\ мин} = 33$ *в*;

$$P_{а0} = \frac{225 \cdot 50}{1\,000} = 11{,}25\ вт < P_{макс} = 12\ вт;$$

$$P_{\sim} = \frac{0{,}75}{8\,000}(88-12)(419-33) = 2{,}73\ вт;$$

$$a = 103;\ б = 103;\ c = 126;\ \gamma_2 = 0{,}5 \cdot \frac{103-103}{206}\ 100\% = 0$$

$$\gamma_3 = 0{,}5 \cdot \frac{2 \cdot 126 - 206}{332}\ 100\% = 6{,}9\%.$$

Общий коэффициент гармоник в этом случае определяется только третьей гармоникой и равен 6,9%;

$$I_{ma} = \frac{88-12}{2} = 38\ ма;\quad U_{ma} = \frac{419-33}{2} = 193\ в;$$

$$R_а = 1\,000 \cdot \frac{193}{38} = 5{,}1\ ком;\quad R_к = \frac{1\,000 \cdot 5{,}5}{50+4{,}1} = 100\ ом;$$

$$r_1 = 0{,}5 \cdot 5\,100\,(1-0{,}75) = 637{,}5\ ом;$$

$$r_2 = 0{,}5 \cdot 3 \cdot \frac{1-0{,}75}{0{,}75} = 0{,}495\ ом;$$

$$L_1 = \frac{130 \cdot 5{,}1}{70} = 9{,}5\ гн;\quad n = \sqrt{\frac{3}{0{,}75 \cdot 5\,100}} = 0{,}028.$$

Двухтактный каскад

Двухтактный оконечный каскад (рис. 8-8) может быть собран на триодах, пентодах или лучевых тетродах, работающих в режиме класса А или АВ. В режиме класса В, как правило, используются только триоды. Индекс 1 у букв А или АВ означает, что лампы работают без токов сетки, а индекс 2 указывает на наличие сеточного тока. При работе в классе В индекс 2 опускается, так как нормальным режимом работы в этом классе является наличие сеточного тока.

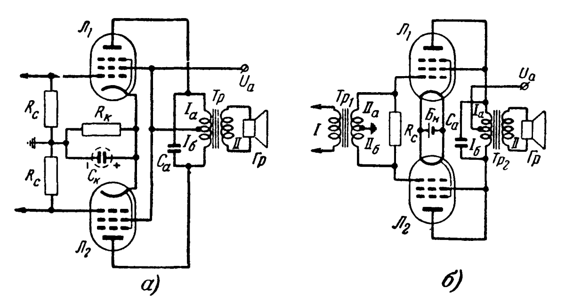


Рис. 8-8. Двухтактный оконечный каскад.

а — на подогревных лампах; *б* — на батарейных лампах.

Расчет двухтактного каскада, работающего на пентоде или лучевом тетроде в режиме класса А

Расчет для одного плеча схемы производится точно так же, как и для однотактного усилителя. Особенности двухтактной схемы учитываются следующими изменениями полученных величин.

Общий ток в цепи питания анодов удваивается по сравнению с током одного плеча.

Мощность $P_{\sim}$ удваивается.

Общий коэффициент гармоник $\gamma = \gamma_3$, так как вторые гармоники в двухтактной схеме компенсируются (величины γ_2 можно не рассчитывать).

Сопротивление между анодами $R_{а.\ а} = 2R_а$.

Сопротивление автоматического смещения в катодной цепи уменьшается вдвое.

Расчет двухтактного каскада, работающего на пентоде или лучевом тетроде в режиме класса $АВ_1$

Постоянное напряжение на анодах ламп $U_{а0}$ выбирают порядка $0{,}9U_а$ и напряжение на экранирующих сетках $U_э = U_а$. Напряжение на управляющей сетке каждой лампы определяют путем построения по сеточным характеристикам лампы, как это показано на рис. 8-9. Затем на анодных характеристиках лампы по заданным $U_{а0}$ и $U_э$ строят рабочую точку *1* и находят анодный ток при отсутствии сигнала $I_{а0}$.

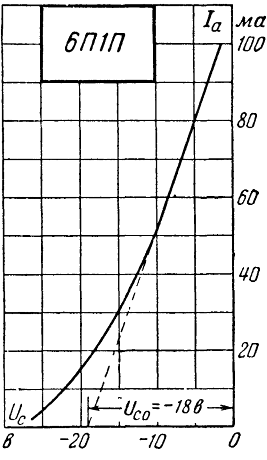


Рис. 8-9. Сеточная характеристика лампы 6П1П.

Пример нахождения напряжения на управляющей сетке лампы.

Построение нагрузочной линии начинают с выбора положения точки *2* на статической характеристике $U_с = 0$ рис. 8-10). Для пентодов и лучевых тетродов эта точка должна лежать на том участке характеристики, где последняя после значительного искривления переходит в поло-

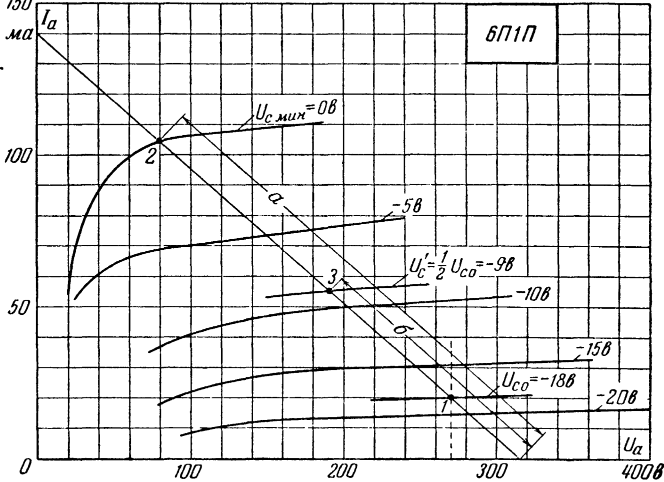


Рис. 8-10. Анодные характеристики лампы 6П1П. (Пример построения при расчете двухтактного оконечного каскада.

гий участок. Точка *2* определяет $I_{а.\ макс}$ и $U_{а.\ мин}$. Через точки *1* и *2* проводят нагрузочную линию.

Допустимая мощность рассеяния на аноде лампы при отсутствии сигнала определяется следующим условием:

$$P_{а0} = \frac{U_{а0} I_{а0}}{1\,000} \leqslant P_{а.\ макс},$$

где величина $P_{а.\ макс}$ берется из типового режима для одной лампы.

Если окажется, что это условие не выполняется, то необходимо рабочую точку *1* переместить на другую характеристику, соответствующую большему отрицательному напряжению $U_с$.

Мощность, отдаваемая в нагрузку двумя лампами,

$$P_{\sim} = \frac{\eta}{2\,000} i_{а.\ макс} (U_{а0} - U_{а.\ мин}).$$

Величина к. п. д. выходного трансформатора выбирается так же, как указано на стр. 137.

Коэффициент нелинейности, определяемый в двухтактном каскаде, в основном третьей гармоникой, равен:

$$\gamma = \frac{2б - a}{2a + б} 100\%.$$

Амплитуда напряжения (*в*) на всей первичной обмотке выходного трансформатора

$$U_{m1} = 2(U_{а0} - U_{а.\ мин}).$$

Амплитуда (*ма*) переменной составляющей анодного тока каждой лампы

$$I_{ma} = \frac{1}{2} i_{а.\ макс}.$$

Постоянная составляющая анодного тока (*ма*) каждой лампы при максимальной отдаваемой мощности

$$I_{а0макс} = \frac{1}{4} (i_{а.\ макс} + 2I_{а0}).$$

Ток в общей цепи питания анодов будет вдвое больше.

Проверяется допустимость мощности рассеяния на анодах при максимальной отдаваемой мощности:

$$\frac{U_{а0} I_{а0}}{1\,000} - \frac{P_{\sim}}{2} \leqslant P_{а.\ макс}.$$

Необходимая величина сопротивления между анодами

$$R_{а.\ а} = 4\,000 \cdot \frac{U_{а0} - U_{а.\ мин}}{I_{а.\ макс}}.$$

Амплитуда сеточного напряжения (на одной лампе), необходимая для получения максимальной мощности,

$$U_{mс} = |U_{с0}|.$$

При автоматическом смещении сопротивление (*ом*) в общей цепи катодов

$$R_к = \frac{500 U_{с0}}{I_{а0макс} + I_э},$$

где $I_э$ — ток экранирующей сетки лампы при $U_с = 0$ *ма*

Электрический расчет выходного трансформатора

Сопротивление (*ом*) первичной обмотки

$$r_1 = 0{,}3 R_{а.\ а} (1 - \eta).$$

Сопротивление (*ом*) вторичной обмотки

$$r_2 = 0{,}4 R_н \frac{1 - \eta}{\eta}.$$

Индуктивность (*гн*) первичной обмотки

$$L_1 = \frac{150 R_{а.\ а}}{f_н \sqrt{M_н^2 - 1}}.$$

Когда на границах полосы пропускания допустимо ослабление 3 *дб*,

$$L_1 = \frac{0{,}150 R_{а.\ а}}{f_н}.$$

Коэффициент трансформации равен

$$n = \sqrt{\frac{R_н}{\eta R_{а.\ а}}}.$$

Типовые режимы ламп в двухтактных оконечных каскадах приведены в табл. 8-3.

Пример расчета. *Дано*: лампа типа 6П1П, $U_а = 300$ *в*; $U_э = 250$ *в*; к. п. д. выходного трансформатора $\eta = 0{,}85$; $f_н = 70$ *гц*; $R_н = 2{,}5$ *ом*.

Определяем: $U_{а0} = 0{,}9 \cdot 300 = 270$ *в*; $U_{с0} = -18$ *в*; $I_{а0} = 20$ *ма*; $P_{а0} = 5{,}4$ *вт* $< P_{а.\ макс} = 12$ *вт*; $I_{а.\ макс} = 140$ *ма*; $U_{а.мин} = 80$ *в*;

$$P_{\sim} = \frac{0{,}85}{2\,000} 140 (270 - 80) = 11{,}3 \text{ вт}; \quad a = 157; \; б = 83;$$

$$\gamma = \frac{(2 \cdot 83) - 157}{2\,157 + 83} 100 = 1{,}87\%; \quad U_{m1} = 2(270 - 80) = 300 \text{ в};$$

Таблица 8-3

Типовые режимы работы ламп в двухтактных оконечных каскадах

Тип лампы	Режим	$U_а$, *в*	$U_э$, *в*	$U_с$, *в*	$U_{с.с}$, *в*	$R_к$, *ом*	$R_{а.а}$, *ком*	P, *вт*	$I_{а0}$, *ма*	$I_а$, *ма*	$I_{э0}$, *ма*	$I_э$, *ма*
6П6С	АВ	250	250	—15	21	—	10	8	72	82	12,5	—
		275	275	—19	27	—	10	9	63	82	15,5	—
		300	275	—19	27	—	10	10	65	86	14	—
6П14П		250	250	—	15,2	120	8	9	58	74	6,5	15
	АВ	275	255	—8,5	7	—	7	5	52	58	5,2	7,5
	В	250	250	—11,0	15,6	—	8	9	20	75	2,2	15

$$I_{ma} = \frac{140}{2} = 70\ ма; \quad I_{a0\,макс} = \frac{140 + (2 \cdot 20)}{4} = 45\ ма;$$

$$U_{mc} = 18\ в; \quad R_{a.a} = 4000 \cdot \frac{270 - 80}{140} = 4300\ ом;$$

$$R_к = \frac{500 \cdot 18}{45 + 12} \approx 160\ ом;$$

$$r_1 = 0{,}3 \cdot 4300\,(1 - 0{,}85) = 193{,}5\ ом;$$

$$r_2 = 0{,}4 \cdot 2{,}5 \cdot \frac{1 - 0{,}85}{0{,}85} = 0{,}177\ ом.$$

При $M_н = 1\ дб$

$$L_1 = \frac{150 \cdot 4{,}3}{70\sqrt{1{,}12^2 - 1}} = 18{,}4\ гн;$$

$$n = \sqrt{\frac{2{,}5}{0{,}85 \cdot 4\,300}} = 0{,}027.$$

Двухтактный выходной каскад, работающий в режиме класса В

Экономичный выходной каскад для батарейных усилителей показан на рис. 8-11 В режиме молчания анодный ток отсутствует. Максимальная отдаваемая мощность — около 1,5 *ва* при коэффициенте нелинейных искажений

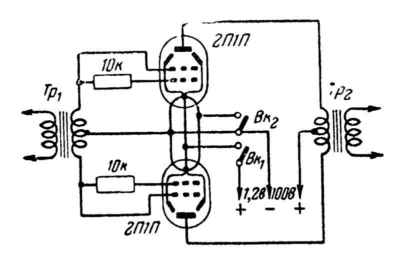


Рис. 8-11. Схема экономичного оконечного каскада для батарейного приемника.

10% и анодном токе 30 *ма*. Выключение половин нитей накала выключателем $Вк_2$ снижает потребляемую и отдаваемую мощности в 2 раза. Требуемое сопротивление между анодами $R_{a\,a} = 4\,800\ ом$.

Входной трансформатор $Тр_1$ собран на сердечнике Ш-20×20 с зазором 0,1 *мм*. Первичная обмотка содержит 2 000, а вторичная 2 × 1 200 витков провода ПЭЛ 0,12. В предоконечном каскаде должна использоваться лампа 2П1П. Выходной трансформатор $Тр_2$ имеет сердечник Ш-20×30 *мм*. Первичная обмотка состоит из 2 × × 880 витков провода ПЭЛ 0,14. Вторичная обмотка рассчитывается по заданному $R_{a.a}$ и коэффициенту трансформации n:

$$w_2 = \frac{w_1}{n}$$

где

$$n = \sqrt{\frac{\eta R_{a.a}}{R_н}}.$$

Двухтактный оконечный каскад без фазоинвертора

В этом каскаде, собранном по сверхлинейной схеме (рис 8-12), обе оконечные лампы имеют общее катодное сопротивление R, один конец которого присоединен к катодам ламп, а другой ко вторичной обмотке выходного трансформатора. Управляющая сетка лампы $Л_2$ соединена с шасси, т. е. лампа включена по схеме с заземленной управляющей сеткой. Такой оконечный каскад работает следующим образом.

Напряжение возбуждения подается на управляющую сетку лампы $Л_1$. Связь между каскадами осуществляется через общее для них сопротивление смещения R. Благодаря этому потенциал катодов обеих ламп изменяется пропорционально изменению напряжения на сетке лампы $Л_1$. Но управляющая сетка лампы $Л_2$ «заземлена» и ее потен-

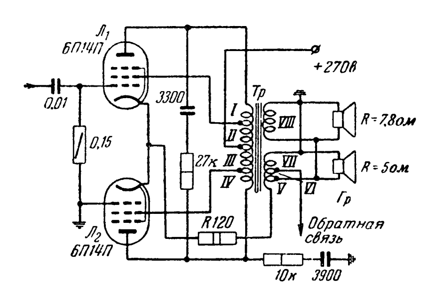


Рис. 8-12. Двухтактный оконечный каскад без фазоинвертора.

циал не изменяется. Вследствие этого между сеткой и катодом лампы $Л_2$ действует переменное напряжение сигнала, близкое по амплитуде к напряжению сигнала, приложенному между сеткой и катодом лампы $Л_1$, но противоположное по фазе, что и требуется для нормальной работы двухтактного оконечного каскада.

Благодаря включению лампы $Л_2$ по схеме с заземленной управляющей сеткой в этой схеме возникает отрицательная обратная связь, вызываемая емкостью анод — сетка лампы. Чтобы устранить эту нежелательную обратную связь, нарушающую симметрию каскада, в анодную цепь лампы $Л_2$ включен *RC*-фильтр.

Выходной трансформатор *Тр* собран на сердечнике из пластин Ш-20 при толщине пакета 30 *мм*. Обмотки *I* и *IV* имеют по 1 000 витков, а обмотки *II* и *III* — по 250 витков провода ПЭЛ 0,14. Обмотки *V* и *VII* содержат по 30 витков, обмотка *VI* — 15 витков и обмотка *VIII* — 50 витков провода ПЭЛ 0,47.

8-5. ФАЗОИНВЕРСНЫЙ КАСКАД

Фазоинверсным называется каскад, создающий два напряжения одинаковой амплитуды, но сдвинутых по фазе на 180°. Он обычно предшествует двухтактному оконечному каскаду.

В усилителях низкой частоты сетевых приемников фазоинверсный каскад выполняют на сопротивлениях. В батарейных приемниках и мощных усилителях, когда оконечный каскад работает в режиме класса В, применяют трансформаторный фазоинверсный каскад или фазоинверсный каскад с катодным повторителем. В этом случае междуламповый трансформатор имеет отвод от середины вторичной обмотки.

В радиовещательных приемниках и любительских конструкциях наибольшее распространение получили фазоинверсные каскады, построенные по самобалансирующей схеме или по схеме с разделенной нагрузкой.

Самобалансирующий фазоинверсный каскад

Этот каскад может быть построен как по типовой (рис. 8-13, *а*) так и по упрощенной (рис. 8-13, *б*) схемам Расчет типовой схемы производят в следующей последовательности.

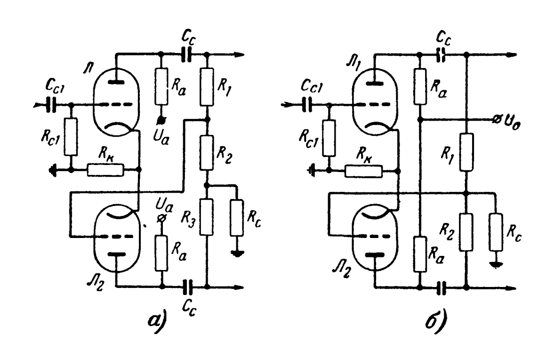


Рис. 8-13. Самобалансирующийся фазоинверсный каскад.
а — типовая схема; *б* — упрощенная схема.

Исходя из заданной полосы пропускания звуковых частот, задаются величинами сопротивлений $R_а$ (см. стр. 132). Затем выбирают величину сопротивления $R_3 = R_1 + R_2$ такой, чтобы она не превышала предельно допустимой величины сопротивления утечки сетки для выбранной оконечной лампы.

Принимаем $R_с = 0{,}2R_3$.

Сопротивление нагрузки переменному току

$$R_{a\sim} = \frac{R_а (R_1 + R_2)}{R_а + R_1 + R_2}.$$

Коэффициент усиления каскада

$$K_0 = \mu \frac{R_{а\sim}}{R_i + R_{а\sim}},$$

где μ — статический коэффициент усиления лампы в выбранной рабочей точке.

Определяем величины сопротивлений R_1 и R_2:

$$R_2 = \frac{R_3}{K_0}; \quad R_1 = R_3 - R_2.$$

Сопротивление (*ом*) смещения

$$R_к = \frac{U_{с0}}{2I_{а0}}.$$

Емкость разделительного конденсатора $C_с$ определяют по той же формуле, что и для реостатного усилителя (см. стр. 132), но в нее вместо сопротивления $R_с$ подставляют величину сопротивления R_3.

Расчет упрощенной схемы (рис. 8-13, *б*) отличается лишь тем, что здесь сопротивление R_2 не должно превышать допустимой величины $R_{с.макс}$ для выбранной оконечной лампы. Сопротивление $R_1 = 0{,}8R_2$, а $R_с = 0{,}3R_2$. Остальные элементы рассчитывают так же, как и для предыдущей схемы.

Каскад с разделенной нагрузкой

Такой каскад (рис. 8-14) имеет лучшую частотную характеристику, чем самобалансирующийся, но обладает тем недостатком, что не дает усиления ($K_0 < 1$). Расчет каскада производят в следующей последовательности.

Как и в предыдущем случае, сперва задаются величиной $R_а$.

Тогда

$$R'_a = \frac{R_а}{2}.$$

Сопротивления R_1 и R_2 выбирают в соответствии с типом оконечной лампы, причем $R_1 = R_2$.

Сопротивление нагрузки переменному току

$$R_{а\sim} = \frac{R'_a R_1}{R'_a + R_1}.$$

Внутреннее сопротивление лампы с учетом возникающей в этой схеме отрицательной обратной связи (см. стр. 144)

$$R'_i = \frac{R_i + R_{a\sim}}{\mu}.$$

Эквивалентное сопротивление одного плеча каскада

$$R_{экв} = \frac{R_{а\sim} R'_i}{R_{а\sim} + R'_i}.$$

Емкость (*пф*), шунтирующая катодную часть нагрузки,

$$C_{кат} = C_к + C_м + C_{вх.дин},$$

где $C_к$ — емкость катод — нить накала лампы;
$C_м$ — емкость монтажа;
$C_{вх.дин}$ — входная динамическая емкость одного плеча двухтактного оконечного каскада.

Чтобы устранить асимметрию частотной характеристики плеч на верхних звуковых частотах, что весьма важно для широкополосных усилителей, в анодную цепь лампы включают выравнивающий конденсатор C_1, емкость которого должна быть соизмерима с емкостью $C_{кат}$.

Коэффициент частотных искажений на верхних звуковых частотах

$$M_в = \sqrt{1 + (2\pi f_в R_{экв} C_{кат})^2}.$$

После этого строят динамическую характеристику и по ней, как для реостатного каскада, определяют режим работы лампы и остальные элементы схемы.

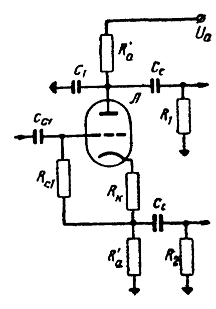


Рис. 8-14. Фазоинверсный каскад с разделенной нагрузкой.

Пример расчета. *Дано*: лампа типа 6Н1П, для которой $\mu = 35$; $R_i = 11$ *ком*. Выбираем $M_н = 1{,}12$ (1 *дб*); $f_н = 70$ *гц* и $U_{с0} = 2$ *в*. Задаемся $R_а = 20$ *ком* и $R_3 = 500$ *ком*.

Определяем:

$$R_{а\sim} = \frac{20 \cdot 500}{20 + 500} = 19{,}25 \text{ ком};$$

$$K_0 = 35 \cdot \frac{19{,}25}{11 + 19{,}25} = 22{,}3;$$

$$R_2 = \frac{500}{22{,}3} = 22{,}5 \text{ ком};$$

$R_1 = 500—22{,}5 = 477{,}5$ *ком*; $R_с = 0{,}2 \cdot 500 = 100$ *ком*.

По анодной характеристике лампы определяем $I_{а0}$: если $U_а = 250$ *в* и $R_а = 20$ *ком*, то $I_{а0} = 7$ *ма*.

$$R_к = \frac{2}{0{,}007} = 286 \text{ ом};$$

$$C_с = \frac{159}{70 \cdot 500 \sqrt{1{,}12^2 - 1}} = 0{,}0091 \text{ мкф}.$$

Практически следует применить конденсатор емкостью 0,01 *мкф*.

8-6. СВЕРХЛИНЕЙНЫЙ ОКОНЕЧНЫЙ КАСКАД

В сверхлинейном оконечном каскаде, работающем только на пентоде или лучевом тетроде, экранирующая сетка оконечной лампы присоединена к отводу от части витков первичной обмотки выходного трансформатора (рис. 8-15). При этом режим работы лампы получается промежуточным между пентодным и триодным включением.

Рис. 8-15. Схема сверхлинейного однотактного оконечного каскада.

В таком режиме при незначительном уменьшении выходной мощности по сравнению с пентодным включением лампы значительно уменьшаются внутреннее сопротивление и коэффициент нелинейных искажений. Объясняется это действием своеобразной отрицательной обратной связи, напряжение которой приложено к экранирующей сетке лампы. В результате в каскаде как бы работает новая лампа с другими статическими

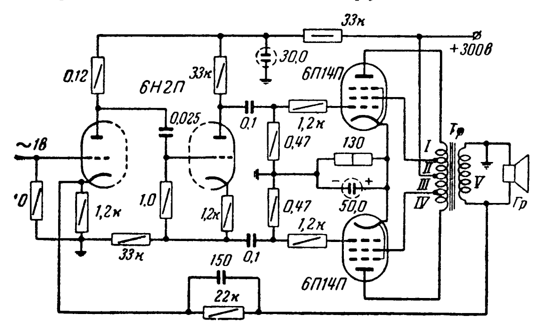


Рис. 8-16. Схема усилителя с двухтактным сверхлинейным оконечным каскадом.

характеристиками. Вид этой новой статической характеристики зависит от «коэффициента распределения нагрузки» p, который равен:

$$p = \frac{Z_э}{Z_а} = \frac{w_э^2}{w_а^2},$$

где $Z_а$ и $Z_э$ — сопротивления нагрузки в цепи анода и экранирующей сетки;

$w_а$ и $w_э$ — соответствующие числа витков.

Наилучшие результаты при такой схеме включения лампы получаются в двухтактном усилителе, работающем в классе AB_1, где коэффициент нелинейных искажений может достигать минимального значения, не достижимого ни в случае пентодного включения лампы, ни в случае ее триодного включения. Этот режим наименьших нелинейных искажений и получил название «сверхлинейного». Поэтому сверхлинейный режим работы ламп наиболее часто применяют в двухтактных оконечных каскадах. Коэффициент распределения нагрузки в этом случае бывает равен:

Для ламп типов 6П14П и 6П3С . . . 18,5%
Для ламп типов 6П1П и 6П6С . . . . 5 %

При таком p и дополнительном охвате всего усилителя отрицательной обратной связью 15—20 *дб* коэффициент нелинейных искажений усилителя обычно получается не более 0,5—0,7%.

Практическая схема оконечного двухтактного каскада, собранного по сверхлинейной схеме, приведена на рис. 8-16.

Выходной трансформатор *Тр* намотан на сердечнике из пластин VIII-19 при толщине пакета 30 *мм* (пластины из электротехнической стали марки Э-330 толщиной 0,35 *мм*). Обмотки *I* и *IV* содержат по 1 140 витков, а обмотки *II* и *III* — по 860 витков провода ПЭЛ 0,18. Обмотка *V* рассчитана на сопротивление нагрузки 15 *ом* и имеет 176 витков провода ПЭЛ 0,83.

8-7. ОТРИЦАТЕЛЬНАЯ ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ В УСИЛИТЕЛЯХ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ

Отрицательной обратной связью называется такое соединение выхода усилителя с его входом, при котором подаваемое обратно на вход напряжение обратной связи находится в противофазе с напряжением источника сигнала.

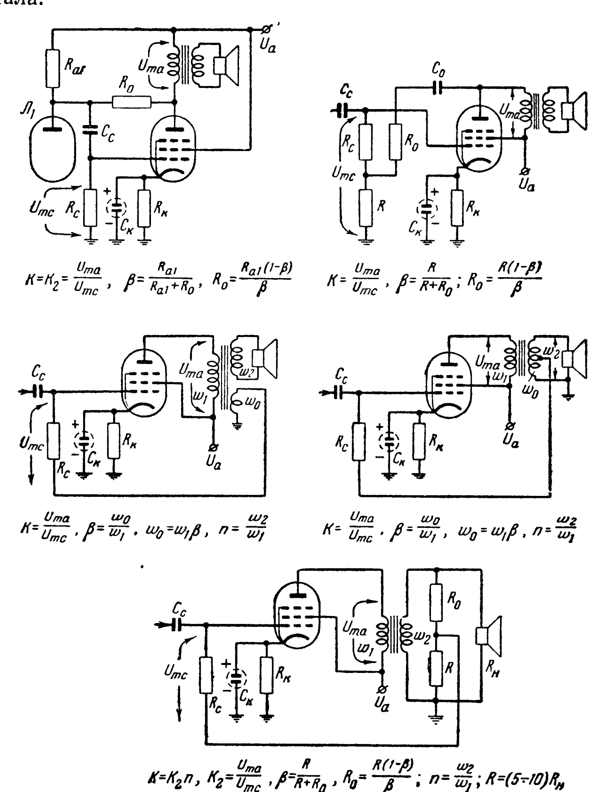


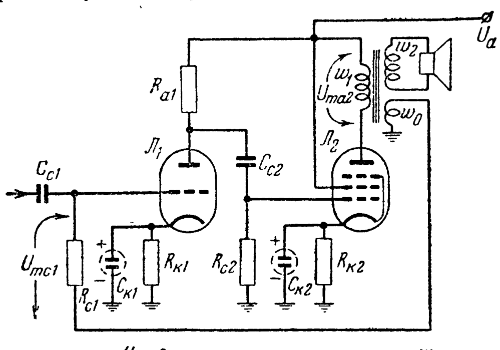
Рис. 8-17. Схемы подачи напряжения отрицательной обратной связи при охвате ею одного каскада.

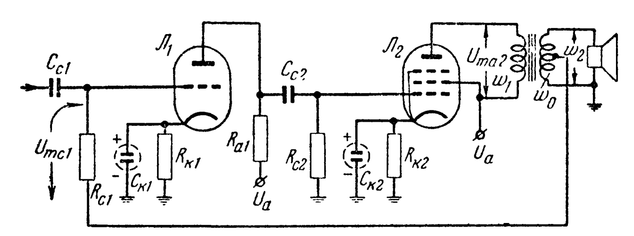
Отрицательная обратная связь уменьшает все виды искажений в охваченных ею каскадах и поэтому широко используется в усилителях низкой частоты. Применение отрицательной обратной связи в значительной степени уменьшает нелинейные искажения, фон переменного тока и выравнивает частотную характеристику усилителя.

По принципу действия различают отрицательную обратную связь по напряжению, току или смешанную.

Отрицательная обратная связь по напряжению характеризуется присоединением цепи обратной связи параллельно нагрузке усилителя, а действие ее пропорционально выходному напряжению усилителя. На рис. 8-17 и 8-18 показаны схемы подачи отрицательной обратной связи.

Применение в оконечном каскаде отрицательной обратной связи по напряжению уменьшает выходное сопротивление усилителя, что благоприятно сказывается на работе громкоговорителей.





$K=K_1K_2n$; $\beta=\frac{R}{R+R_0}$; $R_0=\frac{R(1-\beta)}{\beta}$; $n=\frac{w_2}{w_1}$; $R=(5\div10)R_н$

Рис. 8-18. Схемы подачи напряжения отрицательной обратной связи при охвате ею двух каскадов.

Включение в цепь отрицательной обратной связи по напряжению реактивных элементов (конденсаторов и индуктивностей) делает ее зависимой от частоты, что часто используется для изменения частотной характеристики усилителя и регулирования тембра (см. стр. 145).

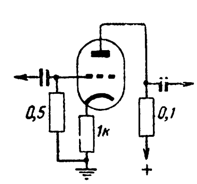


Рис. 8-19. Схема каскада с отрицательной обратной связью по току.

Отрицательная обратная связь по току характеризуется присоединением цепи обратной связи последовательно с нагрузкой усилителя, а действие ее пропорционально выходному току усилителя.

Отрицательная обратная связь по току получается при включении в катодную цепь лампы сопротивления смещения, не блокированного конденсатором (рис. 8-19).

Применение отрицательной обратной связи по току увеличивает выходное сопротивление усилителя. Поэтому применение ее в оконечном каскаде не всегда желательно и может быть оправдано только при конструировании простого усилителя наименьшей стоимости и с невысокими параметрами.

Расчет отрицательной обратной связи по напряжению

Количественно действие отрицательной обратной связи характеризуется коэффициентом обратной связи A, показывающим, во сколько раз обратная связь уменьшает усиление каскадов, охваченных ею,

$$A = 1 + \beta K,$$

где β — коэффициент передачи, показывающий, какая часть выходного напряжения подается на вход усилителя или каскадов, охваченных обратной связью;

K — коэффициент усиления охваченных обратной связью каскадов, но без обратной связи.

Часто обратную связь характеризуют ее глубиной, т. е. выраженным в децибелах коэффициентом A:

$$A_{дб} = 20 \lg (1 + \beta K).$$

Коэффициент усиления каскадов, охваченных отрицательной обратной связью,

$$K_\beta = \frac{K}{A} = \frac{K}{1+\beta K}.$$

Уменьшение коэффициентов нелинейных и частотных искажений, а также напряжения фона переменного тока при введении в усилитель отрицательной обратной связи выражается следующими формулами:

$$\gamma_\beta = \frac{\gamma}{A}; \quad U_{ф\beta} = \frac{U_ф}{A}; \quad M_\beta = \frac{M}{A}.$$

Напряжение, которое следует подвести к усилителю при введении в него отрицательной обратной связи,

$$U_{вх\beta} = U_{вх}A.$$

Расчетные формулы для каждой конкретной схемы подачи отрицательной обратной связи приведены на рис. 8-17 и 8-18.

Пример расчета. *Дано*: двухкаскадный усилитель (верхняя схема на рис. 8-18) с $K = 70$; $U_{вх} = 0,1$ *в*; $\gamma = 5\%$; $U_ф = 0,01$ *в*; $w_1 = 2\,000$ витков. Задаемся $\beta = 0,03$.

Определяем:

$$A = 1 + 0,03 \cdot 70 = 3,1 \ (9,8 \ дб);$$

$$K_\beta = \frac{70}{3,1} = 22,6; \quad \gamma_\beta = \frac{5}{3,1} = 1,6\%;$$

$$U_{ф\beta} = \frac{0,01}{3,1} = 0,0032 \ в;$$

$$U_{вх\beta} = 0,1 \cdot 3,1 = 0,31 \ в; \quad w_0 = 0,03 \cdot 2000 = 60 \ витков.$$

Каскад с нагрузкой в цепи катода

Такой каскад, схемы которого приведены на рис. 8-20, получил название катодного повторителя и представляет собой частный случай усилителя с глубокой отрицательной обратной связью по напряжению. Это название дано каскаду потому, что в нем переменное напряжение, действующее на выходе, совпадает по фазе и близко по величине с входным напряжением и как бы повторяет его.

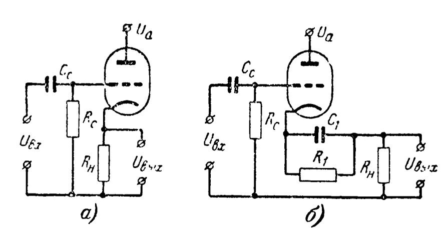


Рис. 8-20. Схемы каскада с нагрузкой в цепи катода лампы.

а — типовая схема; *б* — схема с дополнительным источником напряжения смещения.

Катодный повторитель обладает большим входным и малым выходным сопротивлениями. Выходное сопротивление

$$R_{\text{н}} \approx \frac{1}{S},$$

где S — крутизна характеристики лампы.

В катодном повторителе коэффициент передачи $\beta = 1$. Поэтому такой каскад не даст увеличения выходного напряжения по сравнению с входным напряжением ($K < 1$).

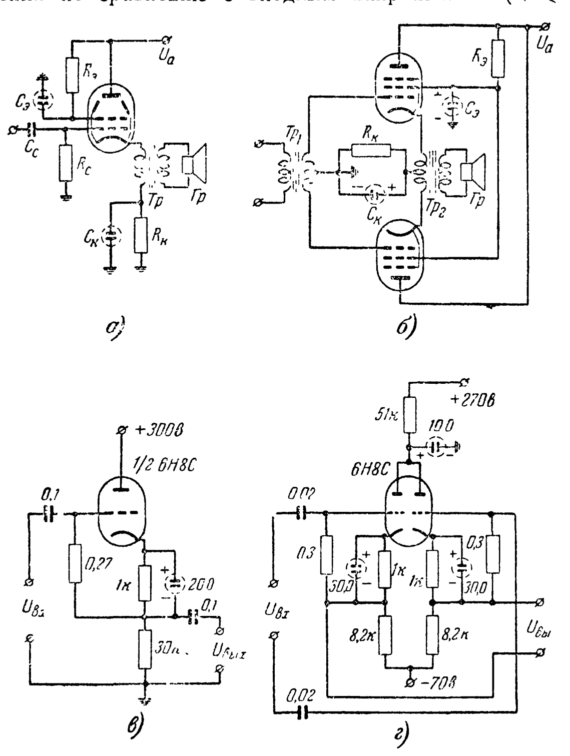


Рис. 8-21. Практические схемы катодного повторителя.

а — однотактный оконечный каскад; *б* — двухтактный оконечный каскад, *в* — каскад предварительного усиления; *г* — фазоинверсный каскад.

Несмотря на это, катодный повторитель находит широкое применение, особенно в схемах измерительных приборов. В усилителях низкой частоты катодный повторитель может быть использован как оконечный усилитель (рис. 8-21, *а* и *б*) и как переходный каскад между фазоинвертером и оконечным каскадом, когда последний работает с токами сетки (рис. 8-21, *г*).

Расчет катодного повторителя

При использовании катодного повторителя в схемах усилителя низкой частоты величину сопротивления нагрузки $R_{\text{н}}$ и режим работы лампы подбирают таким образом, чтобы падение постоянного напряжения на сопротивлении нагрузки создавало необходимое отрицательное напряжение смещения на управляющей сетке лампы.

Коэффициент передачи напряжения катодным повторителем

$$K = \frac{SR_{\text{н}}}{1 + SR_{\text{н}}}.$$

Эквивалентное внутреннее сопротивление (*ом*) катодного повторителя на нижних звуковых частотах

$$R_i' = \frac{1}{S},$$

где S — крутизна характеристики лампы, *а/в*.

Выходное сопротивление катодного повторителя

$$R_{\text{вых}} = \frac{R_{\text{н}}R_i'}{R_{\text{н}} + R_i'}.$$

Устойчивость усилителя с отрицательной обратной связью

В усилителе низкой частоты, охваченном отрицательной обратной связью, при некоторых условиях может возникнуть самовозбуждение, которое проявляется как фон (свист). Иногда из-за самовозбуждения усилителя на сверхвысоких звуковых частотах увеличиваются нелинейные искажения.

Объясняется это следующими причинами.

В схеме усилителя с отрицательной обратной связью возможны в цепях усиления и обратной связи весьма значительные углы сдвига фаз. Если, например, на одной или нескольких частотах угол сдвига фаз станет равным 180°, т. е. обратная связь из отрицательной превратится в положительную, то усилитель начнет самовозбуждаться. Обычно это наблюдается на сверхвысоких, а иногда и на очень низких звуковых частотах.

При возникновении положительной обратной связи, когда $K\beta \geqslant 1$, усилитель может генерировать колебания определенной частоты, даже если на вход его не подано напряжения.

Вероятность возникновения самовозбуждения в усилителе с обратной связью тем больше, чем большее число каскадов охвачено обратной связью и чем больше величина обратной связи $K\beta$. При охвате обратной связью только одного каскада самовозбуждение, как правило, не возникает.

Чтобы обеспечить устойчивую работу усилителя, рекомендуется охватывать обратной связью не более трех его каскадов, при этом коэффициент обратной связи A должен быть не более 2 (6 *дб*). В случае охвата отрицательной обратной связью двух каскадов усилителя коэффициент обратной связи может доходить до 3—5 (10—15 *дб*). Помимо этого, желательно применять переходные конденсаторы возможно большей емкости, а трансформаторы иметь с минимально возможной индуктивностью рассеяния.

8-8. РЕГУЛИРОВКИ В УСИЛИТЕЛЕ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ

Регулирование громкости (усиления)

Чтобы поддерживать неизменной заданную величину амплитуды полезного сигнала и тем избежать перегрузки усилителя низкой частоты, во входных его каскадах при-

меняют регулятор громкости (рис. 8-22), состоящий из потенциометра R.

Если усилитель низкой частоты предназначен для использования в приемнике или радиограммофоне, то потенциометр R, как правило, помещают на место сопротивления нагрузки детектора или звукоснимателя, т. е. на входе усилителя. В высокочувствительных усилителях, предназначенных для работы от микрофона или магнитофонной головки, потенциометр регулятора громкости помещают после первого каскада, чем ослабляют воздействие внешних полей.

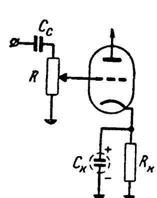


Рис. 8-22. Типовая схема регулирования громкости.

Максимально допустимая величина сопротивления (*Мом*) регулятора громкости, при которой еще не вносятся частотные искажения, может быть найдена из следующего выражения:

$$R = \frac{0{,}2 \cdot 10^3}{f_в C_{вх}} - R_i,$$

где $f_в$ — высшая частота полосы пропускания, *кгц*;

$C_{вх}$ — входная емкость каскада, перед которым помещен регулятор громкости, *пф*;

R_i — внутреннее сопротивление источника сигнала, *Мом* (если регулятор громкости помещен после первого каскада, работающего на пентоде, то вместо R_i следует подставить величину сопротивления анодной нагрузки $R_а$).

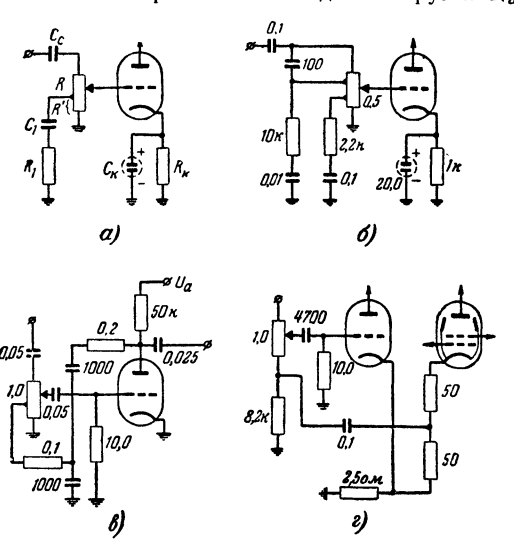


Рис. 8-23. Схемы регулирования громкости с тонкомпенсацией.

а и *б* — при помощи RC-цепочки; *в* — при помощи RC-цепочки и отрицательной обратной связи; *г* — при помощи только отрицательной обратной связи.

В высококачественных широкополосных усилителях низкой частоты применяют регуляторы громкости с тонкомпенсацией, при помощи которой создают неизменный для слуха тембр звучания при различной громкости воспроизведения. Несколько схем таких регуляторов громкости показано на рис. 8-23. Величины тонкомпенсирующей цепочки R_1C_1 можно определить по номограмме рис. 8-24.

Пример расчета. Дано: $R' = 0{,}1$ *Мом*. Требуемый подъем на нижних звуковых частотах 10 *дб* (3 раза).

Определяем:

На верхней части номограммы находим пересечение кривой $R' = 0{,}1$ с горизонтальной линией $K = 3$ (точка *1* на рис. 8-24). Найденную точку переносят на нижнюю часть номограммы до пересечения с аналогичной кривой R' (точка *2*), а затем продлевают до пересечения со шкалой R_1. Для нашего примера $R_1 = 10$ *ком*, а $C_1 = 0{,}025$ *мкф*.

Регулирование тембра

Регулирование тембра — это изменение частотной характеристики усилителя низкой частоты. В настоящее время применяют как плавные регуляторы тембра, позволяющие изменять усиление на границах воспроизводимой усилителем полосы частот, так и ступенчатые регуляторы (тонрегистры), которые изменяют сразу всю частотную характеристику усилителя для наилучшего воспроизведения данной отдельной разновидности программы. Следует отметить, что для регулирования тембра в широких пределах и с подъемом частотной характеристики на границах воспроизводимого диапазона частот при любом способе регулирования тембра необходимо иметь достаточный запас по усилению в каскадах предварительного усиления низкой частоты.

Регулирование тембра можно осуществить использованием либо частотнозависимых регуляторов усиления, либо частотнозависимой отрицательной обратной связи, либо комбинацией обоих этих способов, когда один из регуляторов помещен в цепи обратной связи, а другой в цепи усиления. Для первого способа регулирования

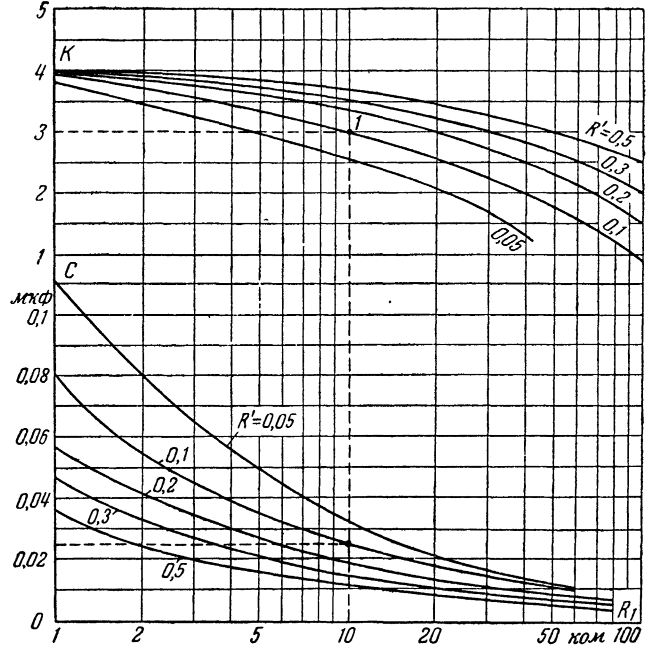


Рис. 8-24. Номограмма для расчета сопротивления и конденсатора RC-цепочки для тонкомпенсации при регулировании громкости.

тембра характерны переменная крутизна наклона частотной характеристики и неизменная частота перехода. Регуляторы тембра, установленные в цепи частотно-зависимой отрицательной обратной связи, имеют, наоборот, переменную частоту перехода и неизменную крутизну наклона частотной характеристики.

Простейшие регуляторы тембра, позволяющие ослаблять усиление на верхних частотах звукового диапазона, показаны на рис. 8-25, а схемы регуляторов тембра, ослабляющих усиление только на нижних звуковых частотах, — на рис. 8-26. Помимо простейших, широкое распространение получили и более сложные регуляторы тембра,

позволяющие как увеличивать, так и ослаблять усиление на нижних и верхних частотах звукового диапазона. Схемы таких регуляторов тембра приведены на рис. 8-27.

Схемы тон-регистров показаны на рис. 8-28. Они имеют пять положений: «Оркестр», «Соло», «Джаз», «Речь» и «Бас», каждое из которых изменяет частотную характеристику

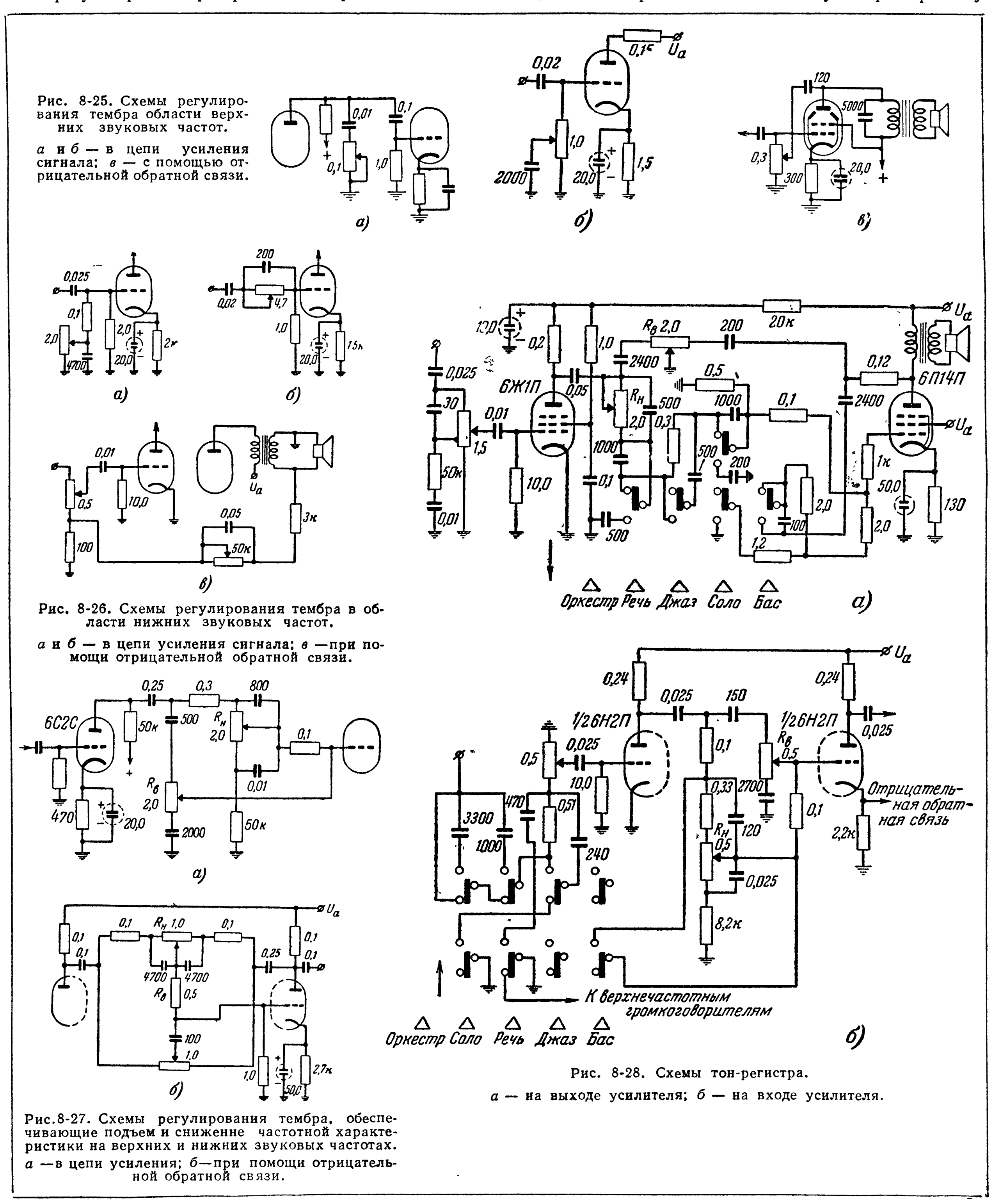


Рис. 8-25. Схемы регулирования тембра области верхних звуковых частот.

а и *б* — в цепи усиления сигнала; *в* — с помощью отрицательной обратной связи.

Рис. 8-26. Схемы регулирования тембра в области нижних звуковых частот.

а и *б* — в цепи усиления сигнала; *в* — при помощи отрицательной обратной связи.

Рис. 8-27. Схемы регулирования тембра, обеспечивающие подъем и снижение частотной характеристики на верхних и нижних звуковых частотах.

а — в цепи усиления; *б* — при помощи отрицательной обратной связи.

Рис. 8-28. Схемы тон-регистра.

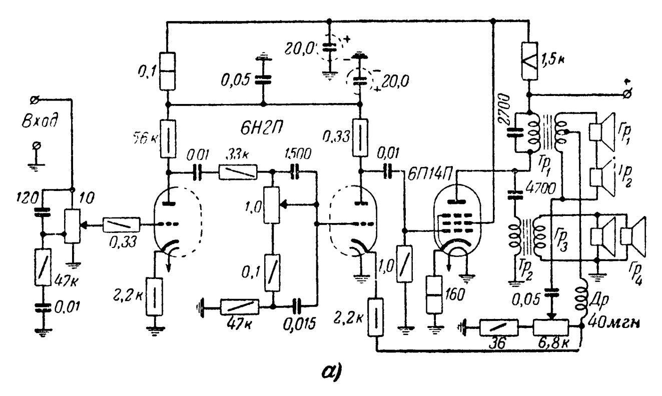
а — на выходе усилителя; *б* — на входе усилителя.

усилителя так, чтобы обеспечить наилучшее воспроизведение данной конкретной программы. Так, в положении «Речь» резко ослабляются верхние и нижние звуковые частоты, в положении «Соло» частотная характеристика усилителя имеет незначительные подъемы на нижних и верхних звуковых частотах, в положении «Джаз» она приобретает значительный подъем в области верхних, а в положении «Бас» — в области нижних звуковых частот. В положении «Оркестр» усилитель имеет свою обычную частотную характеристику с некоторым подъемом на границах полосы пропускания.

Конструктивно переключатель тон-регистра выполняют так, чтобы переход в положение «Бас» мог осуществляться как дополнение к любому другому его положению.

8-9. УСИЛИТЕЛЬ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ ДЛЯ ПРИЕМНИКОВ С ОБЪЕМНЫМ ЗВУЧАНИЕМ

Эффект объемности звучания достигается специальным расположением громкоговорителей в футляре приемника и подведением к ним различных частот звукового спектра.



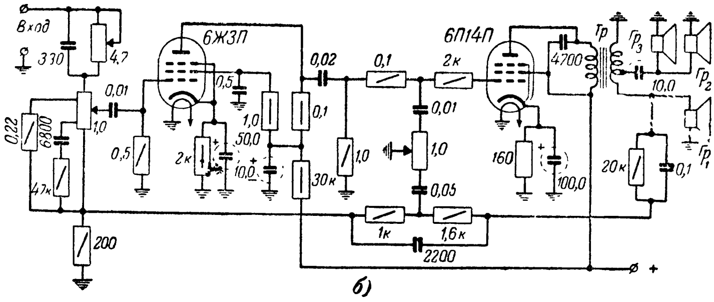


Рис. 8-29. Схемы усилителей низкой частоты для акустических систем объемного звучания.

а — с двумя выходными трансформаторами; *б* — с одним выходным трансформатором.

В одноканальных усилителях низкой частоты разделение полосы звуковых частот на каналы (в большинстве случаев на два канала) производится на выходе оконечного каскада, причем возможны два случая подключения громкоговорителей.

В первом случае (рис. 8-29, *а*) к аноду оконечной лампы подключены два выходных трансформатора. Громкоговорители нижних и средних частот звукового диапазона $Гр_1$ и $Гр_2$ питаются от выходного трансформатора $Тр_1$. Первичная обмотка этого трансформатора для корректировки частотной характеристики в области верхних звуковых частот шунтирована конденсатором. Громкоговорители верхних частот $Гр_3$ и $Гр_4$ питаются от выходного трансформатора $Тр_2$, соединенного с анодом оконечной лампы через конденсатор. Емкость этого конденсатора выбирается с таким расчетом, чтобы его реактивное сопротивление на принятой граничной частоте (обычно 800—1 500 *гц*) было равно входному сопротивлению трансформатора $Тр_2$. Тогда к громкоговорителям $Гр_1$ и $Гр_2$ будут подводиться нижние и средние, а к громкоговорителям $Гр_3$ и $Гр_4$ — только верхние частоты.

В другом случае (рис. 8-29, *б*) все громкоговорители питаются от одного выходного трансформатора, но громкоговорители верхних частот подключаются ко вторичной обмотке (или отводу от нее) через конденсатор большой емкости. При таком включении громкоговорителей емкость разделительного конденсатора выбирается с таким расчетом, чтобы его реактивное сопротивление на принятой граничной частоте было равно полному сопротивлению звуковых катушек громкоговорителей верхних частот на этой частоте.

8-10. ДВУХКАНАЛЬНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ

Усилитель низкой частоты, в котором диапазон воспроизводимых частот разделяется с помощью *RC*-фильтров на отдельные каналы сразу же после каскада предварительного усиления, называется многоканальным. В радиовещательных приемниках и любительских конструкциях наибольшее распространение получили усилители, где полоса частот разделяется на два канала: канал верхних частот и канал нижних частот. Такие усилители получили название двухканальных.

Двухканальный усилитель имеет по сравнению с обычным одноканальным широкополосным усилителем ряд преимуществ. Во-первых, при двухканальном усилении в каждом канале имеется самостоятельный оконечный каскад, что при акустической системе объемного звучания позволяет добиться не только наилучшего согласования между оконечным каскадом и акустической системой, но и подобрать наиболее подходящую частотную характеристику канала путем введения частотно-зависимой отрицательной обратной связи. Во-вторых, разделение полосы частот, воспроизводимых усилителем, на каналы и правильный выбор частоты раздела между ними (граничной частоты, которая обычно лежит в диапазоне 800—1 500 *гц*) резко снижают интермодуляционные искажения, неизбежно возникающие в широкополосных усилителях низкой частоты. В-третьих, наиболее ощутимый эффект объемности звучания может быть достигнут в том случае, когда правильно выбраны мощности, подводимые к отдельным группам громкоговорителей, а это легче всего осуществить именно в двухканальном усилителе. Наконец, в-четвертых, в двухканальном усилителе регулирование тембра может быть осуществлено путем простого изменения усиления соответствующего канала.

На рис. 8-30 приведена одна из простых схем двухканального усилителя низкой частоты, показывающая принцип построения таких схем. Следует отметить, что в канале нижних частот предпочтительнее иметь двухтактный оконечный каскад, так как основные мощности в звуковом спектре передаются на нижних частотах. Схема такого усилителя показана на рис. 8-31.

В настоящее время в обиход входит стереофоническое воспроизведение звука с граммофонной пластинки или магнитной ленты. В этом случае усилительная часть электропроигрывателя или магнитофона должна быть построена

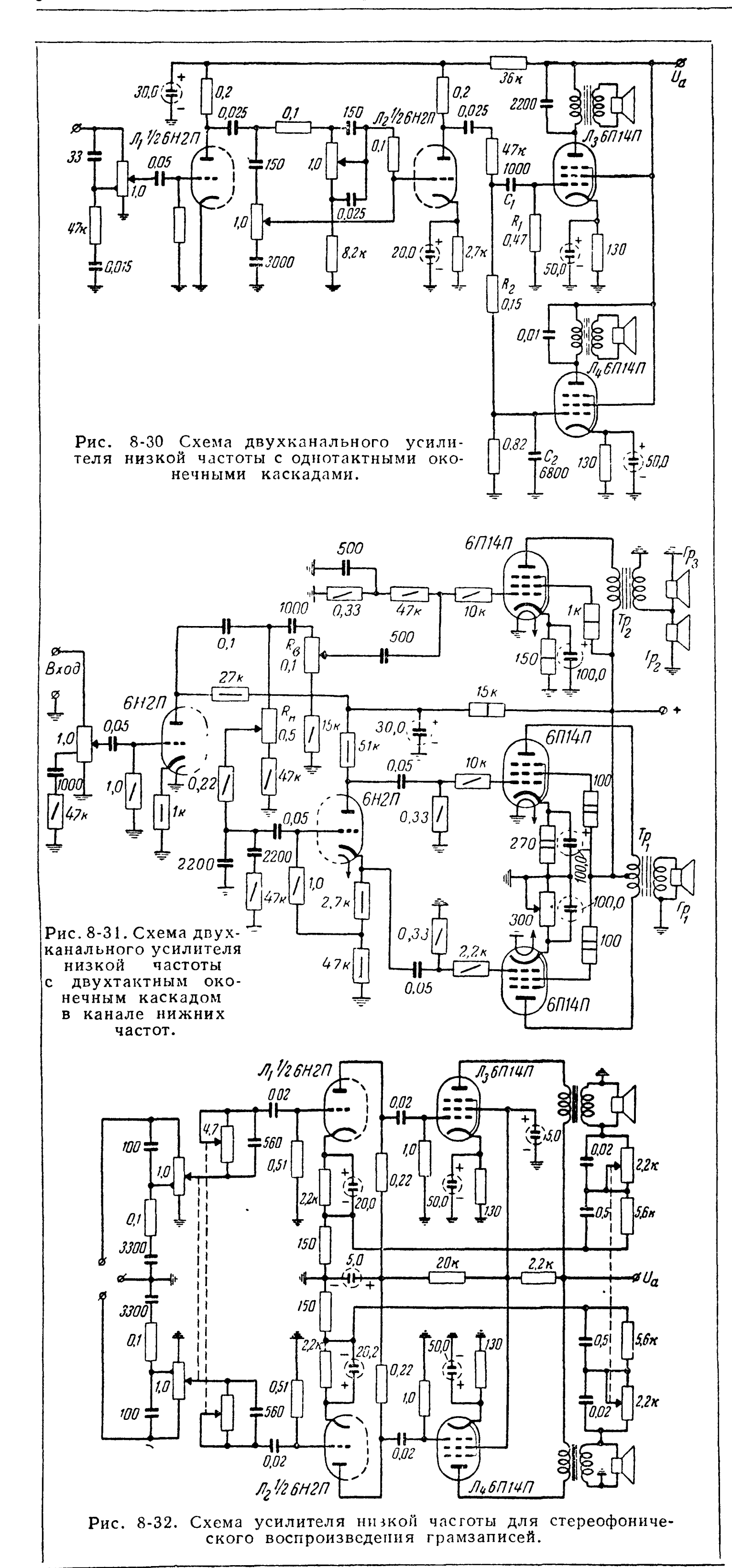


Рис. 8-30 Схема двухканального усилителя низкой частоты с однотактными оконечными каскадами.

Рис. 8-31. Схема двухканального усилителя низкой частоты с двухтактным оконечным каскадом в канале нижних частот.

Рис. 8-32. Схема усилителя низкой частоты для стереофонического воспроизведения грамзаписей.

также по двухканальной схеме, но с той разницей, что оба канала идентичны по схеме, воспроизводят одинаковую полосу частот, имеют одинаковую выходную мощность и объединенные регуляторы громкости и тембра. Одна из простых схем усилителей, предназначенных для воспроизведения стереофонических грамзаписей, приведена на рис. 8-32.

8-11. КОНСТРУКТИВНЫЙ РАСЧЕТ ТРАНСФОРМАТОРОВ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ

По условиям работы и местоположению в схеме трансформаторы низкой частоты разделяют на входные, междуламповые и выходные.

Входные трансформаторы используют, как правило, в микрофонных или магнитофонных усилителях, когда необходимо расширить их динамический диапазон путем увеличения сигнала относительно шумов.

Междуламповые трансформаторы применяют для связи между каскадами усилителя, если другие способы связи неудобны или нерациональны. Междуламповые трансформаторы применяют и в том случае, когда последующий каскад работает с токами сетки, включен по двухтактной схеме или требуется значительно повысить напряжение, подводимое к следующему каскаду при умеренных искажениях сигнала.

Выходные трансформаторы связывают анодную цепь оконечной лампы усилителя с низкоомной нагрузкой (громкоговорителями) для создания наивыгоднейшей величины сопротивления нагрузки оконечного каскада.

Расчет трансформатора

Сечение (*см*²) среднего стержня сердечника

$$q_c = \frac{I_{a0}^2 L_1}{8\,000},$$

где I_{a0} — постоянная составляющая анодного тока, *ма*;

L_1 — индуктивность первичной обмотки трансформатора, *гн*.

По найденному значению q_c и табл. 8-4 выбирают тип и размер сердечника и некоторые его данные (остальные данные для пластин приведены в табл. 16-10).

Число витков первичной обмотки находят из выражения

$$w_1 = 550\sqrt{L_1 \frac{l_c}{q_c}},$$

где l_c — средняя длина силовой линии сердечника, *см*.

Число витков во вторичной обмотке

$$w_2 = w_1 n.$$

Диаметр (*мм*) провода первичной и вторичной обмоток

$$d = 0{,}15\sqrt{\frac{l_м w}{r}},$$

где $l_м$ — средняя длина витка обмотки, *м*;

r — активное сопротивление обмотки, *ом* (см. стр. 138 и 140)

Таблица 8-4

Некоторые данные стальных сердечников для выходных трансформаторов

Тип сердечника	$q_с$, *см²*	$l_с$, *см*	$l_м$, *см*	Тип сердечника	$q_с$, *см²*	$l_с$, *см*	$l_м$, *см*
УШ-12×12	1,27	6,74	7	Ш-12×12	1,27	6,68	6,5
УШ-12×18	1,9	6,74	8,2	Ш-12×18	1,9	6,68	7,7
УШ-12×24	2,54	6,74	9,4	Ш-12×24	2,54	6,68	8,9
УШ-16×16	2,25	9,03	9,28	Ш-16×16	2,25	8,9	8,6
УШ-16×24	3,38	9,03	10,9	Ш-16×24	3,38	8,9	10,2
УШ-16×32	4,5	9,03	12,5	Ш-16×32	4,5	8,9	11,8
УШ-19×19	3,18	10,6	11	Ш-18×18	2,85	10	9,8
УШ-19×28	4,68	10,6	12,8	Ш-18×27	4,28	10	11,6
УШ-19×38	6,35	10,6	14,8	Ш-18×36	5,71	10	13,4
УШ-22×22	4,26	12,4	13	Ш-20×20	3,52	11,1	10,9
УШ-22×33	6,39	12,4	15,2	Ш-20×30	5,28	11,1	12,9
УШ-22×44	8,52	12,4	17,4	Ш-20×40	7,04	11,1	14,9
УШ-26×26	5,95	14,7	15,4	Ш-24×24	5,07	13,4	13
УШ-26×39	8,92	14,7	18	Ш-24×36	7,61	13,4	15,4
УШ-26×52	11,9	14,7	20,6	Ш-24×48	10,1	13,4	17,8

Если трансформатор работает с током подмагничивания (первичная обмотка включена в анодную цепь лампы и через нее протекает анодный ток лампы), то сердечник трансформатора собирают в стык с зазором, величину которого (*мм*) находят по формуле

$$l_з = \frac{w_1 I_{а0}}{16} \cdot 10^{-5}.$$

Когда первичная или вторичная обмотка трансформатора подключена к двухтактному каскаду, от ее середины нужно сделать отвод.

В заключение конструктивного расчета трансформатора следует проверить, разместятся ли его обмотки в окне выбранного сердечника.

Толщину обмотки (*мм*) при намотке катушки вразброс находят из следующего выражения:

$$A = \frac{d_{из} w}{k_з h_н},$$

где $d_{из}$ — диаметр провода обмотки с изоляцией, *мм*;
w — число витков обмотки;
$k_з$ — коэффициент заполнения обмотки (значение для различных способов намотки и различных диаметров провода находят по табл. 8-5);
$h_н = h - \Delta h$ — высота намотки, *мм* (Δh — толщина щек каркаса или толщина недомотки слоя при бескаркасной намотке; значение h берут из табл. 16-10).

Число слоев в обмотке при намотке катушки в слой находят из выражения

$$N = \frac{d_{из} w}{h_н}.$$

В случае рядовой намотки с прокладками толщину обмотки (*мм*) определяют по формуле

$$A = (1,2 \div 1,4)\,[d_{из} N + \delta_{пр}(N - 1)],$$

где $\delta_{пр}$ — толщина изолирующей прокладки между слоями обмотки, *мм*.

Коэффициент 1,4 берут в том случае, когда обмотку наматывают тонким проводом, количество слоев значительно и отношение сторон каркаса равно 1 : 2. Коэффициент 1,2 используют при толстом проводе обмотки, малом числе слоев и квадратном сечении сердечника.

Полная толщина (*мм*) катушки трансформатора

$$A_{тр} = \delta(m - 1) + \delta_к + A_1 + A_2,$$

где m — количество обмоток в трансформаторе;
δ — толщина прокладки между обмотками, *мм*;
$\delta_к$ — толщина стенок каркаса, *мм*.

Размещение обмоток трансформатора на сердечнике данного размера возможно, когда $A_{тр} < b$.

Если обмотки не помещаются в окне выбранного сердечника, то следует взять другой тип или размер сердечника с большим сечением среднего стержня и повторить конструктивный расчет трансформатора для нового сердечника.

Таблица 8-5

Коэффициент заполнения $k_з$ обмотки

Диаметр провода с изоляцией, *мм*	Коэффициент заполнения			
	при намотке без прокладок		при намотке с прокладкой	
	на круглом каркасе	на прямоугольном каркасе	на круглом каркасе	на прямоугольном каркасе
0,05	0,75	0,65	0,6	0,5
0,1	0,8	0,7	0,7	0,6
0,2	0,85	0,75	0,75	0,7
0,5	0,9	0,8	0,8	0,75

Пример. Определим конструктивные данные и возможность размещения обмоток выходного трансформатора, электрический расчет которого был приведен на стр. 139.

Дано: намотка рядовая; межслойные прокладки для первичной обмотки из телефонной бумаги ($\delta_{пр} = 0{,}05$ *мм*); прокладки между обмотками и слоями вторичной обмотки из кабельной бумаги ($\delta = 0{,}12$ *мм*); толщина стенок каркаса $\delta_к = 1{,}5$ *мм* и $\Delta h = 3$ *мм*; провод для первичной и вторичной обмоток марки ПЭЛ.

Определяем:

$$q_с = \frac{2\,500 \cdot 9{,}5}{8\,000} = 2{,}96.$$

Выбираем сердечник типа УШ-16 × 24, для которого $q_с = 3{,}38$ *см*²; $l_с = 9{,}03$ *см*; $l_м = 0{,}109$ *м*. Для трансформаторных пластин типа УШ-16 $h = 28$ *мм* и $b = 10$ *мм*; $w_1 = 550\sqrt{9{,}5 \cdot \frac{9{,}03}{3{,}38}} = 2766{,}5$ витков (принимаем 2 770 витков); $w_2 = 2\,770 \cdot 0{,}028 = 77{,}5$ витков (принимаем 78 витков);

$$d_1 = 0{,}15\sqrt{\frac{0{,}109 \cdot 2\,770}{637{,}5}} = 0{,}1 \text{ мм } (d_{из} = 0{,}115 \text{ мм});$$

$$d_2 = 0{,}15\sqrt{\frac{0{,}109 \cdot 78}{0{,}495}} = 0{,}62 \text{ мм } (d_{из} = 0{,}66 \text{ мм});$$

$$l_з = \frac{2\,770 \cdot 50}{16} 10^{-5} = 0{,}09 \text{ мм}; \; h_н = 28 - 3 = 25 \text{ мм};$$

$$N_1 = \frac{0{,}115 \cdot 2\,770}{25} = 12{,}74 = 13 \text{ слоев};$$

$$N_2 = \frac{0{,}66 \cdot 78}{25} = 2{,}05 = 3 \text{ слоя};$$

$$A_1 = 1{,}4\,[0{,}115 \cdot 13 + 0{,}05\,(13 - 1)] = 2{,}923 \text{ мм};$$

$$A_2 = 1{,}2\,[0{,}66 \cdot 3 + 0{,}12\,(3 - 1)] = 2{,}664 \text{ мм};$$

$$A_{тр} = 0{,}12\,(2 - 1) + 1{,}5 + 2{,}923 + 2{,}664 = 7{,}2 \text{ мм} < 10 \text{ мм}.$$

Следовательно, обмотки разместятся довольно свободно.

Расчет выходного трансформатора для двух нагрузок

Иногда ко вторичной обмотке выходного трансформатора требуется подключить два различных по мощности

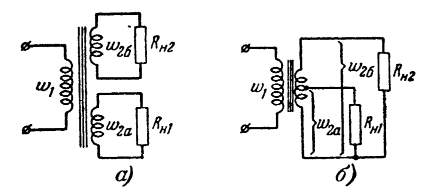


Рис. 8-33. Схемы выходных трансформаторов для двух нагрузок.

а — при подключении нагрузок к отдельным обмоткам; *б* — при подключении нагрузок к общей обмотке с отводом.

громкоговорителя или две различные группы громкоговорителей. В этом случае выходной трансформатор может быть выполнен по схеме, показанной на рис. 8-33.

Коэффициенты трансформации для такого трансформатора равны:

$$n_1 = \frac{w_{2а}}{w_1} = \sqrt{\frac{R_{н1}\alpha}{\eta R_а (1 + \alpha)}}$$

и

$$n_2 = \frac{w_{2б}}{w_1} = \sqrt{\frac{R_{н2}}{\eta R_а (1 + \alpha)}},$$

где $R_{н1}$ и $R_{н2}$ — сопротивления первичной и вторичной нагрузок, *ом*;

w_1 — число витков первичной обмотки;

$w_{2а}$ и $w_{2б}$ — число витков во вторичных обмотках;

η — к. п. д. трансформатора;

$\alpha = P_1/P_2$ — отношение мощностей нагрузок.

Если $R_{н1}/R_{н2} \approx \alpha$, то обе нагрузки можно подключить к одной вторичной обмотке, соединив нагрузки последовательно. Коэффициент трансформации в этом случае будет равен:

$$n = \frac{R_{н1} + R_{н2}}{\eta R_а}.$$

Когда $R_{н1}/R_{н2} \approx 1/\alpha$, то обе нагрузки также можно подключить к одной обмотке, но соединить их надо параллельно. В этом случае коэффициент трансформации

$$n = \sqrt{\frac{R_{н1}R_{н2}}{\eta R_а (R_{н1} + R_{н2})}}.$$

Число витков во вторичных обмотках определяют по формулам $w_{2а} = w_1 n_1$; $w_{2б} = w_1 n_2$.

В остальном расчет выходного трансформатора для двух нагрузок аналогичен расчету для одного громкоговорителя.

Расчет верхнечастотного выходного трансформатора для оконечного каскада с двумя выходными трансформаторами

В приемниках с объемным звучанием к аноду оконечной лампы могут быть подключены два выходных трансформатора. Один из них ($Тр_1$ на рис. 8-29, *а*) питает нижнечастотные громкоговорители. Его расчет производят обычным способом. Другой трансформатор ($Тр_2$) соединен с анодом оконечной лампы через разделительный конденсатор и вместе с ним составляет *LC*-фильтр верхних частот. Индуктивность (*гн*) первичной обмотки этого трансформатора рассчитывают по формуле

$$L_1 = \frac{2{,}53 \cdot 10^3}{f^2 C},$$

где f — граничная частота, *кгц*;

C — емкость разделительного конденсатора, *пф*.

Так как этот трансформатор предназначен для верхнечастотных громкоговорителей, необходимо обеспечить минимальную индуктивность рассеяния. Для этого первичную обмотку желательно наматывать на секционированном каркасе или применить чередующуюся обмотку. В остальном этот трансформатор рассчитывают так же, как и обычный выходной трансформатор.

8-12. НЕКОТОРЫЕ ОСОБЕННОСТИ КОНСТРУИРОВАНИЯ УСИЛИТЕЛЕЙ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ

Снижение уровня фона

Нижняя граница частот, пропускаемых усилителем, находится в пределах 40—70 *гц*. Поэтому при конструировании современного усилителя низкой частоты особое внимание необходимо уделить максимальному ослаблению

уровня фона, особенно при конструировании высокочувствительного усилителя.

Для уменьшения уровня фона прежде всего следует применить в выпрямителе хороший сглаживающий фильтр с двумя или даже тремя звеньями. Еще лучшие результаты могут быть получены при использовании раздельных сглаживающих фильтров для предварительного усилителя и оконечного каскада. Когда по конструктивным или экономическим соображениям этого сделать не удается, можно рекомендовать добавление в дроссель фильтра компенсационной обмотки L_1 (рис. 8-34).

Рис. 8-34. Схема фильтра выпрямителя с дросселем, имеющим компенсационную обмотку.

Число витков в компенсационной обмотке можно вычислить по следующей формуле:

$$w_1 = \frac{wU_c}{U_L},$$

где w — число витков в основной обмотке дросселя;
w_1 — число витков в компенсационной обмотке;
U_c — переменное напряжение на втором конденсаторе фильтра выпрямителя, измеренное без компенсационной обмотки, *в*;
U_L — переменное напряжение на основной обмотке дросселя, измеренное без компенсационной обмотки, *в*.

Иногда неплохие результаты можно получить, включив параллельно обмотке дросселя фильтра конденсатор. Получающийся при этом нижнечастотный контур нужно настроить на частоту пульсаций (100 *гц* при двухполупериодном выпрямлении и 50 *гц* при однополупериодном) подбором емкости этого конденсатора.

В высокочувствительных усилителях нить накала первой лампы рекомендуется питать постоянным током. Напряжение для этого обычно берут от отдельной обмотки силового трансформатора, а в качестве выпрямителя используют селеновый столбик или германиевые диоды, включенные по мостовой схеме. Сглаживающий фильтр выпрямителя в цепи накала первой лампы, как правило, дросселя не имеет. Помимо этого, параллельно нитям накала остальных ламп желательно включить потенциометр на 100—200 *ом*, среднюю точку которого заземляют. Положение движка потенциометра подбирают при регулировке усилителя по наименьшему уровню фона. Можно также заземлять среднюю точку обмотки накала ламп, но эта мера не всегда позволяет добиться наименьшего уровня фона.

Большое значение для снижения уровня фона имеет экранирование входных цепей и цепей управляющих сеток ламп.

Не следует использовать шасси усилителя в качестве заземляющего проводника. Заземляемые точки схемы нужно присоединять к отдельной шине, которая должна быть соединена с шасси только в одной точке, подбираемой опытным путем по наименьшему уровню фона.

Конструктивные особенности

От правильной компоновки узлов и деталей во многом зависят качественные показатели усилителя низкой частоты. Так, например, во избежание наводок входные цепи усилителя и входной трансформатор нужно располагать возможно дальше от силового трансформатора и дросселя фильтра выпрямителя. Лучше всего выпрямитель смонтировать на отдельном шасси и расположить его на некотором расстоянии от усилителя.

В высокочувствительном усилителе первую лампу рекомендуется заключать в металлический экран или же применять лампу с металлическим баллоном, например типа 6Ж8. Следует отметить, что эта лампа, особенно в триодном включении, имеет весьма низкий уровень внутренних шумов, что чрезвычайно важно для высокочувствительного усилителя (то же можно сказать и о лампах пальчиковой серии типа 6Ж1П или 6Н3П). Все точки схемы, подверженные наводкам, следует соединять между собой только экранированным проводом. Особенно это относится к регуляторам громкости и тембра, которые, кроме того, желательно еще заключить в экран вместе с деталями, входящими в схему регулировки.

Необходимо отметить, что в широкополосных усилителях нельзя соединять регуляторы экранированным проводом, обладающим большой емкостью между жилой и экранной оплеткой, так как это может привести к резкому ослаблению усиления верхних звуковых частот.

В высокочувствительных усилителях следует избегать применения в первых каскадах высокоомных сопротивлений, так как они могут быть источником всевозможных наводок и шумов. Кроме того, при использовании в цепях анода и экранирующей сетки лампы сопротивлений типа ВС их желательно выбирать с некоторым запасом по мощности, так как при нагревании уровень тепловых шумов этих сопротивлений повышается и это может служить источником шумов в усилителе.

Схемные решения

При построении схемы усилителя низкой частоты нужно учитывать не только источник напряжения сигнала, но и нагрузку, которая будет подключена к оконечному каскаду. При использовании широкополосной ненаправленной акустической системы с большим числом громкоговорителей (более четырех) целесообразно применять двухканальную схему усиления. В более сложных случаях может потребоваться разделить спектр воспроизводимых усилителем частот на три канала (рис. 8-35).

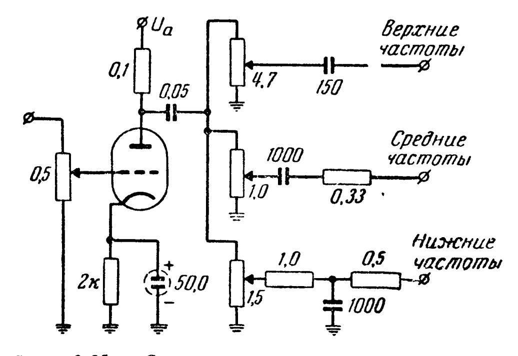


Рис. 8-35. Схема предварительного усилителя напряжения низкой частоты с разделением спектра частот на три канала.

При конструировании усилителя для стереофонического воспроизведения очень важно, чтобы оба канала при подведении к ним одинакового входного напряжения имели одинаковую выходную мощность. В противном случае баланс между каналами будет нарушен и добиться эффекта стереофонического звучания будет невозможно. Необходимо отметить, что никакой, даже очень тщательный подбор деталей и ламп не в состоянии обеспечить этого, поэтому добиваться одинаковой выходной мощности нужно искусственным путем. Можно, например, рекомендовать простой и эффективный способ, заключающийся в замене постоянного сопротивления утечки сетки одной из ламп каждого канала потенциометром такой же величины. Ручки этих своеобразных регуляторов усиления

делают со шлицем и выводят на заднюю панель шасси, а после окончательной регулировки усилителя закрепляют их.

При составлении схемы высокочувствительного усилителя особое значение приобретает способ получения отрицательного напряжения смещения. Часто используемая

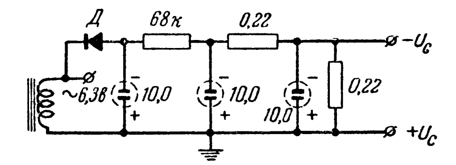


Рис. 8-36. Схема выпрямителя для получения отрицательного напряжения смещения.

схема фиксированного смещения, при которой отрицательное напряжение получается на сопротивлении, включенном в общую минусовую цепь, здесь непригодна из-за значительного увеличения уровня фона на выходе усилителя. Наиболее целесообразным способом получения отрицательного напряжения является дополнительный выпрямитель, подключаемый к обмотке накала ламп силового трансформатора. Схема такого источника отрицательного смещения показана на рис. 8-36. Если все же предполагается использовать схему автоматического смещения, то сопротивление, включаемое в цепь катода лампы, должно быть заблокировано конденсатором емкостью не менее 50— 100 *мкф*.

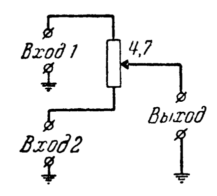


Рис. 8-37. Схема смесителя с одним потенциометром.

В радиолюбительской практике довольно часто встречается необходимость в низкочастотном смесительном каскаде. Его применяют, например, для одновременной записи от двух источников сигнала. Обычно смесительный каскад выполняют на двойном триоде. К управляющим сеткам этой лампы через потенциометры подводят напряжения от различных источников, а сигнал снимают с общего сопротивления нагрузки, подключенного одновременно к обоим анодам лампы. Если сигналы примерно одинаковы по своему уровню, то можно обойтись одним потенциометром (рис. 8-37).

8-13. УСИЛИТЕЛЬ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ БЕЗ ВЫХОДНОГО ТРАНСФОРМАТОРА

Выходной трансформатор в усилителе низкой частоты вследствие нелинейности кривой намагничивания сердечника может быть дополнительным источником нелинейных искажений. Кроме того, он не позволяет осуществить глубокую отрицательную обратную связь из-за возможности появления значительного сдвига угла фаз и возникновения при этом самовозбуждения.

Схемы оконечного каскада без выходного трансформатора показаны на рис. 8-38. Рассмотрим работу схемы на рис. 8-38, *а*. Напряжение возбуждения подводится к управляющей сетке лампы $Л_2$, усиливается ею и выделяется на нагрузочном сопротивлении R_4. С него усиленное напряжение возбуждения подводится через сопротивление утечки сетки R_3 к управляющей сетке лампы $Л_1$. Одновременно сопротивление R_4 служит для получения отрицательного напряжения смещения для лампы $Л_1$. Нагрузка каскада (громкоговоритель *Гр*) подключена к катоду лампы $Л_1$ через разделительный конденсатор C_3 большой емкости.

В такой схеме воспроизведение нижних звуковых частот ограничивается лишь емкостью переходных конденсаторов, а верхних частот — диапазоном звучания громкоговорителя. Частотная характеристика усилителя по звуковому давлению заметно выравнивается в области нижних звуковых частот, что объясняется демпфированием громкоговорителя низким внутренним сопротивлением оконечного каскада. Благодаря этому сглаживается резонанс громкоговорителя.

Недостатком этой сравнительно простой схемы можно считать несколько больший, чем это может быть получено в схеме без выходного трансформатора, коэффициент нелинейных искажений. Происходит это потому, что напряжение возбуждения подается на лампу $Л_1$ из анодной цепи лампы $Л_2$, которая сама может вносить до 2—3% искажений, так как здесь не происходит характерной для двухтактной схемы компенсации четных гармоник. Помимо этого, такой каскад может работать только в режиме класса А.

Избавиться от указанного недостатка можно, если питать лампу $Л_1$ (рис. 8-38, *а*) отдельно от специального фазоинвертора. Схема такого оконечного каскада приведена на рис. 8-38, *б*.

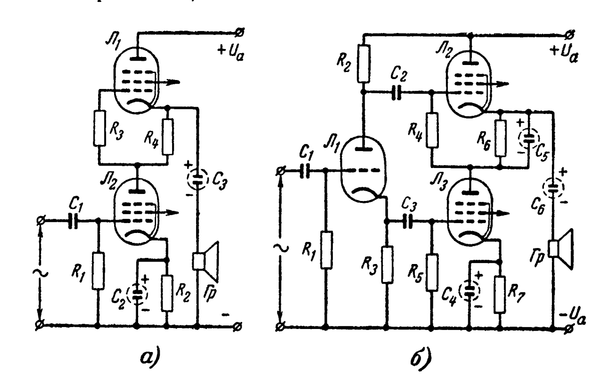


Рис. 8-38. Схемы оконечного каскада без выходного трансформатора.

а — с подачей напряжения возбуждения на одну лампу; *б* — с фазоинвертором.

Следует отметить некоторые трудности питания экранирующей сетки верхней (по схеме) лампы. Для получения пентодного режима экранирующая сетка лампы должна быть замкнута по переменному току на катод. При этом гасящее сопротивление, включаемое между положительным полюсом источника анодного питания и экранирующей сеткой лампы, оказывается включенным (по переменному току) параллельно нагрузке каскада и на нем бесполезно рассеивается часть выходной мощности. Увеличение же гасящего сопротивления приводит к понижению напряжения на экранирующей сетке и, как следствие, к уменьшению отдаваемой каскадом выходной мощности. Поэтому приходится искать такую величину гасящего сопротивления, при которой обеспечивались бы достаточно большое напряжение на экранирующей сетке лампы и малые потери выходной мощности.

В оконечном каскаде без выходного трансформатора обе оконечные лампы включены последовательно по постоянному току. Поэтому для питания такого каскада требуется удвоенное напряжение от источника анодного питания или применение специальных оконечных ламп, способных работать при низких анодных напряжениях (порядка 100—150 *в*) и имеющих малое внутреннее сопротивление. Кроме того, нужны и высокоомные электродинамические громкоговорители. Данные разработанных для таких схем высокоомных громкоговорителей приведены в табл. 8-6.

Таблица 8-6

Некоторые данные отечественных высокоомных электродинамических громкоговорителей

Тип громкоговорителя	Тип аналогичного низкоомного громкоговорителя	Диапазон воспроизводимых частот, *гц*	Звуковая катушка					
			Активное сопротивление, *ом*	Полное сопротивление на частоте 1 000 *гц*, *ом*	Диаметр провода, *мм*	Ширина намотки, *мм*	Число витков	Число слоев намотки
1ГД-17	1ГД-9	100— 7 000	200	220	0,05	4,5	441	6
2ГД-6	2ГД-3	90— 7 000	400	420	0,05	6,5	635	6
3ГД-11	3ГД-7	80— 7 000	420	440	0,05	6,0	575	6
4ГД-5	4ГД-1	60—12 000	420	440	0,05	6,0	575	6
5ГД-16	5ГД-14	70—12 000	420	440	0,05	6,0	575	6
ВГД-2	ВГД-1	800—15 000	250	260	0,04	3,5	421	6

Из выпускаемых в настоящее время ламп в оконечном каскаде без выходного трансформатора могут быть использованы пока только пентоды типа 6П18П. При напряжении источника анодного питания порядка 300—350 *в* оконечный каскад с этими лампами может отдать мощность 6—8 *вт* при коэффициенте нелинейных искажений около 2—3%.

Практическая схема усилителя низкой частоты с этими лампами приведена на рис. 8-39. В этой схеме, имеющей плавные и раздельные регуляторы тембра нижних (R_9) и верхних (R_7) звуковых частот, каскады предварительного усиления работают на сдвоенном триоде типа 6Н2П, а оконечный каскад — на пентодах 6П18П. При выходной мощности 2 *вт* коэффициент нелинейных искажений усилителя не превышает 1,5%. Достигается это введением глубокой (порядка 20 *дб*) отрицательной обратной связи, напряжение которой снимается с нагрузки усилителя и подается в цепь катода лампы $Л_2$ через сопротивление R_{26}. В качестве нагрузки усилителя использованы четыре высокоомных громкоговорителя, два из которых ($Гр_1$ и $Гр_2$) низкочастотные типа 2ГД-6 и два ($Гр_3$ и $Гр_4$) высокочастотные типа 1ГД-17. При этом можно получить высококачественное воспроизведение различных программ и эффект объемности звучания.

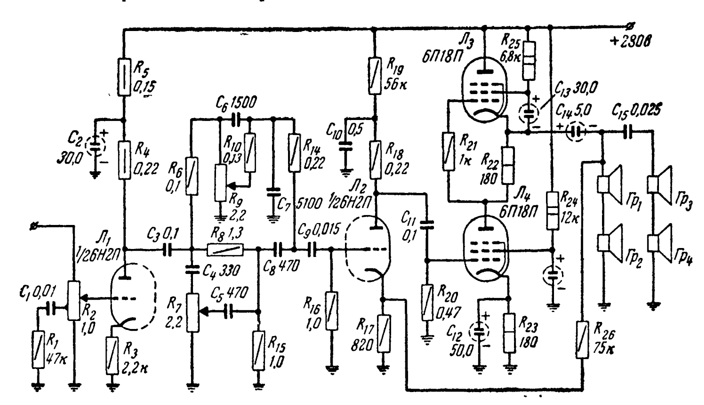


Рис. 8-39. Схема усилителя низкой частоты с оконечным каскадом без выходного трансформатора.

Более совершенная схема с питанием верхней (по схеме) лампы оконечного каскада от фазоинвертора показана на рис. 8-40. Введение фазоинвертора, работающего на одном из триодов лампы $Л_2$ и собранного по схеме с разделенной нагрузкой, позволило значительно повысить выходную мощность оконечного каскада, а введение глубокой отрицательной обратной связи (порядка 30 *дб*) — значительно снизить нелинейные искажения. Такой оконечный каскад отдает до 6 *вт* выходной мощности при коэффициенте нелинейных искажений не более 1%. Нагрузкой его могут служить либо два низкочастотных громкоговорителя типа 5ГД-16, либо три высокочастотных громкоговорителя типа ВГД-2. В последнем случае желательно емкость конденсатора C_{10} уменьшить до 5 *мкф*.

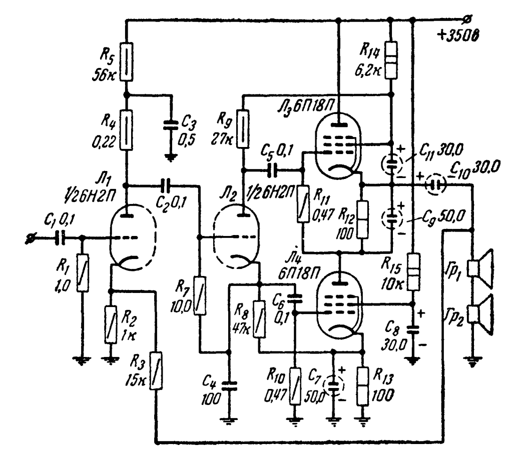


Рис. 8-40. Схема оконечного каскада без выходного трансформатора, питаемого от фазоинвертора.

Из особенностей данной схемы следует отметить питание анодной цепи лампы $Л_2$. Дело в том, что напряжение возбуждения на лампу $Л_3$ не может быть снято со всей анодной нагрузки фазоинвертора, так как тогда оно окажется приложенным не между управляющей сеткой и катодом этой лампы, а между управляющей сеткой и анодом. Поэтому напряжение возбуждения на лампу $Л_3$ снимается с сопротивления R_9, включенного между анодом лампы $Л_2$ и экранирующей сеткой лампы $Л_3$.

ГЛАВА ДЕВЯТАЯ

РАДИОВЕЩАТЕЛЬНЫЕ ПРИЕМНИКИ

9-1. ОСНОВНЫЕ ТРЕБОВАНИЯ

Приемники без диапазона УКВ

В зависимости от электрических и акустических показателей приемники делятся на четыре класса. Приемники с наиболее высокими показателями относятся к 1-му классу, а наиболее простые приемники входят в 4-й класс. При этом приемники с питанием от осветительной сети могут выпускаться во всех четырех классах, а приемники с экономичным батарейным питанием выпускаются лишь в соответствии с требованиями 2—4-го классов. Некоторые показатели батарейных приемников отличаются от норм, установленных для сетевых приемников того же класса. Так, значение выходной мощности для батарейных приемников установлено значительно более низким, чем для сетевых, что обусловлено соображениями экономичности питания. Вместе с тем меньший нагрев ламп и деталей батарейных приемников позволяет установить для них более жесткие нормы на стабильность частоты.

Следует отметить, что в настоящее время сетевые приемники 1-го и 2-го классов без УКВ диапазона не выпускаются.

Требования к качественным показателям радиовещательных приемников без УКВ диапазона приведены в табл. 9-1.

Таблица 9-1

Требования к приемникам без УКВ диапазона

Параметр	Класс приемника					
	Сетевые			Батарейные		
		3	4	2	3	4
Способ питания	От сети переменного тока 127/220 *в* (допускается универсальное питание от сети переменного и постоянного тока)			От батарей или любого автономного источника		
Потребляемая мощность не более, *вт*	Не нормирована			1,9	1,3	0,8
Коэффициент гармоник, измеряемый по звуковому давлению, не более, %:						
на частотах 100—200 *гц*		—	—	10	—	—
на частотах 200—400 *гц*		12	—	7	12	—
на частотах свыше 400 *гц*		10	*	7	10	*
Номинальная выходная мощность при указанном выше коэффициенте гармоник не менее, *ва*		0,5	*	0,15	—	*
Среднее звуковое давление при указанной номинальной мощности в оговоренной ниже полосе частот и при выполнении норм потребляемой мощности питания, установленных для батарейных приемников, на расстоянии 1 *м* от приемника не менее, *бар*		4,5	3,5	3	3	2,5
То же при сниженной мощности питания		—	—	—	—	1,5
Диапазон принимаемых частот:						
150—415 *кгц*		+	+	+	+	+
520—1 600 *кгц*		+	+	+	+	+
3,95—12,1 *Мгц*		Не обязателен	—	+	Не обязателен	—
Растянутые или полурастянутые диапазоны (49, 41, 31 и 25 *м*)		—	—	+	—	—
Только несколько фиксированных настроек на длинных и средних волнах			Допускаются			Допускаются
Промежуточная частота:						
465 ± 2 *кгц*		+	+	+	+	+
110—115 *кгц*		Допускается		—	Допускается	
Чувствительность при 30% модуляции, номинальной выходной мощности и превышении сигнала над уровнем собственных шумов и фона не менее чем на 20 *дб* не ниже, *мкв*:						
на длинных и средних волнах		300	*	200	400	*
на коротких волнах		500	—	300	400	—
Чувствительность с гнезд звукоснимателя (при номинальной выходной мощности) не менее, *в*		0,25	*	0,25	—	—
Ослабление приема при расстройке на ± 10 *кгц* (в случае переменной полосы пропускания указанные цифры соответствуют узкой полосе) не менее, *дб*		20	*	26	20	*

Продолжение табл. 9-1

Параметр	Класс приемника					
	Сетевые			Батарейные		
		3	4	2	3	4
Ослабление приема по зеркальному каналу не менее, *дб*:						»
на длинных волнах		26	*	36	26	»
на средних волнах		20	*	30	20	
на коротких волнах		—	—	12	—	—
Ослабление приема сигнала с частотой, равной промежуточной, не менее, *дб*		20	*	34	20	—
Частотная характеристика всего тракта приемника по звуковому давлению должна обеспечивать пропускание полосы частот при неравномерности не более 18 *дб* на длинных волнах и не более 14 *дб* на остальных поддиапазонах не уже, *гц*		150—3 500	200—3 000	100—4 000	150—3 500	200—3 000
Уход частоты гетеродина от самопрогрева за 15 *мин* после 5-минутного прогрева не более, *кгц*:						
на частотах 9—15 *Мгц*		12	—	3	—	—
на частотах 6—9 *Мгц*		8	—	2	—	—
Действие АРУ: при изменении напряжения на входе на 26 *дб* изменение напряжения на выходе не более, *дб*		10	—	8	10	—
Изменение громкости под действием ручного регулятора, не менее, *дб*		40	—	40	40	—
Уровень фона при установке регулятора громкости на максимум не более (от номинальной мощности), *дб*		—26	*	—	—	—
Регулировка тембра:						
изменение уровня высших частот, *дб*		—	—	—6	—	—
Индикатор включения	Обязателен, электрический			Обязателен, механический		
Переменная полоса пропускания		—	—	Не обязательна	—	—
Возможность включения внешнего громкоговорителя		—	—	Не обязательна	—	—
Возможность включения громкоговорителя приемника в трансляционную сеть		—	—	Обязательна		
Число ламп не более		5	4	7	5	4

Обозначения:

— означает, что соответствующий параметр не нормирован или соответствующий поддиапазон или устройство в приемник не вводится.
* означает, что соответствующий параметр оговаривается техническими условиями на тот или иной конкретный приемник.
+ означает наличие соответствующего диапазона или соответствующей промежуточной частоты.

Приемники с диапазоном УКВ

В новые сетевые радиовещательные приемники вводится дополнительный УКВ диапазон, предназначенный для приема ультракоротковолновых радиовещательных станций, работающих с частотной модуляцией. Требования к параметрам таких приемников приведены в табл 9-2.

Таблица 9-2

Требования к приемникам с УКВ ЧМ диапазоном

Параметр	Класс приемника		
	1	2	3
Диапазон принимаемых частот.			
ДВ, *кгц*	150—415	150—415	150—415
СВ, *кгц*	520—1 600	520—1 600	520—1 600
КВ, *Мгц*	3,95—12,1	3,95—12,1	3,95—12,1
УКВ, *Мгц*	61,5 —73,0	64,5—73,0	64,5—73,0

Продолжение табл. 9-2

Параметр	Класс приемника		
	1	2	3
Промежуточная частота для диапазонов ДВ, СВ и КВ, *кгц* для диапазонов УКВ, *Мгц*	 465±4 8,4±0,1	 465±4 8,4±0,1	 465±4 8,4±0,1
Чувствительность при нормальной выходной мощности и отношении полезного сигнала к напряжению шумов (измеренному при снятой модуляции) не менее 20 *дб* с наружной антенной. ДВ, СВ и КВ, *мкв* УКВ, *мкв* с внутренней магнитной антенной ДВ и СВ, *мв/м*	 50 10 5	 200 20 10	 300 20 —
Ослабление приема при расстройке: на ± 10 *кгц* в диапазонах ДВ, СВ и КВ, *дб* на ± 250 *кгц* в диапазоне УКВ, *дб*	 56 34	 30 26	 26 26
Ослабление приема на зеркальной частоте в диапазонах: ДВ, *дб* СВ, *дб* КВ, *дб* УКВ, *дб*	 56 46 26 26	 36 26 14 20	 26 20 — 20
Ослабление паразитной амплитудной модуляции в диапазоне УКВ, *дб*	20	10	10
Ослабление приема частот, равных промежуточным, *дб*	40	34	20
Действие АРУ: изменение напряжения на входе, *дб* соответствующее изменение напряжения на выходе, *дб*	 60 10	 26 12	 26 12
Номинальная выходная мощность, *ва*	6,0	2,0	0,5
Чувствительность с гнезд звукоснимателя, *в*	0,2	0,25	0,25
Частотная характеристика всего тракта (кривая верности) по звуковому давлению при неравномерности 14 *дб* в диапазонах ДВ, СВ и КВ и 18 *дб* на частотах ниже 250 *кгц*, *гц* при неравномерности 14 *дб* в диапазоне УКВ, *гц*	 60—6 500 60—12 000	 80—4 000 80—10 000	 150—3 500 100—5 000
Среднее звуковое давление при номинальной выходной мощности, *бар*	25	10	5
Коэффициент нелинейных искажений всего тракта по звуковому давлению при номинальной выходной мощности в диапазонах ДВ, СВ и КВ при глубине модуляции $m = 0,6$ и в диапазоне УКВ при девиации частоты 50 *кгц*: на частотах 200—400 *гц*, % на частотах выше 400 *гц*, %	 7 5	 7 7	 12 10
Ручная регулировка громкости, *дб*	60	50	40
Регулировка тембра плавная и раздельная: на нижниях частотах *дб* на верхних частотах, *дб*	 15 15	 12 12	 — —
Уровень фона, *дб*	—46	—36	—32
Неравномерность частотной характеристики направленности в пределах угла ± 90°, *дб*	15	20	—

9-2. ОСНОВНЫЕ ПОКАЗАТЕЛИ РАДИОВЕЩАТЕЛЬНЫХ ПРИЕМНИКОВ

1. Номинальная выходная мощность — максимальная мощность, которая может быть получена на выходе приемника при заданной величине нелинейных искажений. Определяется в вольт-амперах по формуле

$$P = \frac{U^2}{Z},$$

где U — выходное напряжение, *в*; Z — полное сопротивление громкоговорителя, *ом*; измеряется на частоте 1 000 *гц*.

2. Номинальное выходное напряжение — эффективное звуковое напряжение на громкоговорителе, соответствующее номинальной выходной мощности.

3. Нормальная выходная мощность — 0,1 от номинальной выходной мощности (предполагается принять за нормальную мощность 50 *мвт*).

4. Нормальное выходное напряжение — напряжение на громкоговорителе, соответствующее нормальной выходной мощности. Вычисляется по формуле

$$U_{\text{норм}} = \sqrt{P_{\text{норм}} Z}.$$

5. Чувствительность с гнезд звукоснимателя—величина звукового напряжения на гнездах звукоснимателя, при которой выходная мощность приемника равняется номинальной (при установке регулятора громкости на максимум, а регуляторов тембра — в положение наиболее широкой полосы пропускания).

Способ измерения. На гнезда звукоснимателя от звукового генератора подают напряжение с частотой 1 000 *гц*. Напряжение на громкоговорителе измеряют вольтметром звуковых частот. Регулятор громкости устанавливают на максимум. Подбирают такую величину напряжения на гнездах звукоснимателя, при которой напряжение на громкоговорителе равняется номинальному. Это напряжение на гнездах звукоснимателя и определяет величину чувствительности.

6. Чувствительность с антенного входа—величина несущей э. д. с. в цепи эквивалента антенны, которая при АМ с коэффициентом $m = 0,3$ и частотой 400 или 1 000 *гц* или ЧМ с девиацией частоты ± 15 *кгц* и частотой модуляции 1 000 *гц* вызывает на выходе приемника напряжение, равное нормальному, при превышении сигнала над шумом не хуже заданного (обычно 20 *дб*).

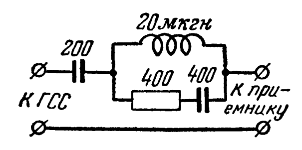


Рис. 9-1. Схема эквивалента антенны.

Способ измерения. АМ тракт. Генератор стандартных сигналов соединяют с входом приемника через эквивалент антенны (рис. 9-1). Параллельно громкоговорителю присоединяют измеритель выходного напряжения. Регуляторы тембра и полосы пропускания устанавливают в положение, соответствующее наиболее узкой полосе пропускания.

По шкале сигнал-генератора устанавливают частоту, на которой производят измерение. При включенной внутренней модуляции сигнал-генератора приемник настраивают на эту частоту по измерителю выходного напряжения или индикатору настройки.

Выключив модуляцию сигнал-генератора, устанавливают ручной регулятор громкости так, чтобы на выходе приемника напряжение шумов было в заданное число раз слабее нормального выходного напряжения (обычно на 20 *дб*, т. е. в 10 раз). Затем включают внутреннюю модуляцию сигнал-генератора (частота 400 или 1 000 *гц*) и устанавливают коэффициент модуляции $m = 0,3$. Подбирают такую величину сигнала в цепи эквивалента антенны, при которой напряжение на выходе приемника равняется нормальному. Величину чувствительности прочитывают по шкале сигнал-генератора.

Такие измерения чувствительности производят в трех точках каждого поддиапазона, причем крайние точки должны отстоять от концов поддиапазона на 10—20% ширины поддиапазона.

ЧМ тракт. Чувствительность измеряют тем же методом, но вместо эквивалента антенны подключают активное сопротивление, величина которого вместе с выходным сопротивлением ЧМ сигнал-генератора должна быть равна сопротивлению УКВ антенны. Измеряется она при напряжении на выходе, соответствующем мощности 50 *мвт*.

Чувствительность АМ тракта приемника при работе с внутренней магнитной антенной измеряют при помощи квадратной рамки из медного или латунного прутка диаметром 4 *мм* со сторонами 380 *мм*, которую соединяют с выходом АМ сигнал-генератора через сопротивление 80 *ом*. Плоскость рамки располагают перпендикулярно оси стержня магнитной антенны, а расстояние между рамкой и серединой стержня должно быть 1 *м*.

7. Ослабление приема на соседней фиксированной частоте (избирательность) — величина, показывающая, во сколько раз ухудшается чувствительность приемника при расстройке на ± 10 *кгц* в АМ тракте или 250 *кгц* в ЧМ тракте. Измерения производят на частотах 250 и 1 000 *кгц* в АМ тракте и 70 *Мгц* в ЧМ тракте.

Способ измерения. Сначала, как изложено выше, измеряют чувствительность приемника при точной настройке на частоту сигнал-генератора. Затем, не меняя настройки приемника и установки регуляторов громкости и тембра, изменяют частоту сигнал-генератора на 10 или 250 *кгц* и вновь подбирают такую величину сигнала в цепи эквивалента антенны, при которой выходное напряжение равняется нормальному, т. е. измеряют чувствительность при расстройке. Отношение чувствительности при расстройке к резонансной чувствительности, выраженное в децибелах, дает величину ослабления приема по соседнему каналу.

8. Полоса пропускания высокочастотной части АМ приемника — интервал частот, на границах которого чувствительность ухудшается в 2 раза по сравнению с резонансной.

Способ измерения. Сначала, как изложено выше, измеряют чувствительность приемника при настройке в резонанс на частоту сигнал-генератора. Затем, не меняя настройки приемника и установки регулятора громкости и регулятора тембра, увеличивают выходное напряжение сигнал-генератора в 2 раза. После этого изменяют частоту сигнал-генератора в обе стороны от резонансной до тех пор, пока измеритель выходного напряжения не покажет опять нормальное выходное напряжение. Разность частот расстройки равняется полосе пропускания.

9. Ослабление приема по зеркальной частоте — величина, показывающая, во сколько раз чувствительность приемника на зеркальной частоте хуже резонансной чувствительности.

Способ измерения. Измерения проводят так же, как при определении ослабления приема по соседней фиксированной частоте, но расстройка должна быть равна не 10 *кгц*, а удвоенной номинальной промежуточной частоте, причем расстройку следует производить в сторону повышения частоты, если частота гетеродина выше частоты сигнала, и наоборот.

10. Ослабление приема на частоте, равной промежуточной, — величина, показывающая, во сколько раз чувствительность приемника по отношению к колебаниям промежуточной частоты (в цепи антенны) хуже чувствительности по отношению к тому сигналу, на частоту которого настроен приемник.

Способ измерения. Как было указано выше, измеряют чувствительность приемника при точной настройке на частоту сигнала. Затем, не меняя настройки приемника и установки регуляторов громкости и тембра, сигнал-генератор настраивают на номинальную промежуточную частоту приемника и вновь измеряют чувствительность. Отношение измеренных таким образом чувствительностей, выраженное в децибелах, дает искомую величину ослабления.

Измерения следует производить при настройке приемника на те частоты, которые наиболее близки к промежуточной частоте Для промежуточной частоты 465 *кгц* такими частотами являются 415 и 520 *кгц*.

11. Диапазон принимаемых частот — область частот, на которые приемник может быть настроен.

Способ измерения. На вход приемника подают напряжение от гетеродинного волномера. Параллельно громкоговорителю присоединяют измеритель звукового напряжения. Указатель настройки приемника ставят на крайние точки шкалы, после чего волномер настраивают по максимуму напряжения на громкоговорителе. Соответствующая граничная частота прочитывается по шкале волномера.

12. Точность градуировки шкалы — величина погрешности градуировки шкалы, отнесенная к соответствующей частоте сигнала.

Способ измерения. На вход приемника подают напряжение от гетеродинного волномера. Параллельно громкоговорителю присоединяют измеритель звукового напряжения. Указатель настройки приемника устанавливают на оцифрованную точку шкалы. Гетеродинный волномер настраивают по максимальному выходному напряжению приемника. Разность частот, прочитанных на шкалах приемника и волномера, отнесенная к частоте сигнала, дает процентную погрешность градуировки.

Измерения производят не менее чем для двух точек каждого поддиапазона, причем крайние точки должны отстоять от концов шкалы на 10—20% ширины поддиапазона.

13. Уход частоты гетеродина от самопрогрева — изменение частоты гетеродина вследствие нагревания его деталей.

Способ измерения. Гетеродинный волномер слабо связывают с гетеродином приемника. Приемник настраивают на высшую частоту каждого поддиапазона. Через 5 *мин* после включения приемника волномер настраивают на частоту гетеродина по нулевым биениям, и производят отсчет частоты по его шкале. То же повторяют через 15 *мин*. Разность двух измерений дает величину ухода частоты гетеродина.

14. Кривая верности воспроизведения приемника — зависимость выходного напряжения от частоты модуляции при постоянных величинах несущей частоты, э. д. с. и глубины модуляции высокочастотного сигнала в цепи антенны.

Способ снятия. Генератор стандартных сигналов через эквивалент антенны соединяют со входом приемника. Модуляция сигнала производится от отдельного звукового генератора. Параллельно громкоговорителю присоединяют измеритель звукового напряжения. При частоте модуляции 400 или 1 000 *гц* и коэффициенте модуляции $m = 0{,}3$ приемник точно настраивают на частоту сигнала по максимуму выходного напряжения и регулятором громкости устанавливают выходное напряжение, соответствующее 0,25 номинальной мощности. Регуляторы тембра и полосы пропускания устанавливают в положение наиболее широкой полосы пропускания. Затем, изменяя частоту звукового генератора и поддерживая неизменным коэффициент модуляции $m = 0{,}3$ в АМ тракте или девиацию частоты ± 15 *кгц* в ЧМ тракте, снимают зависимость выходного напряжения от частоты модуляции.

15. Уровень фона приемника — отношение напряжения фона к номинальному выходному напряжению приемника.

Способ измерения. Измеряют напряжение фона на звуковой катушке громкоговорителя (а при наличии антифонной катушки — на вторичной обмотке выходного трансформатора). Гнезда звукоснимателя при измерении должны быть замкнуты накоротко, а регуляторы громкости и тембра должны быть установлены в положение наибольшего напряжения фона.

Измеренное напряжение фона, отнесенное к номинальному выходному напряжению и выраженное в децибелах, дает уровень фона приемника.

16. Ослабление паразитной амплитудной модуляции на УКВ ЧМ диапазоне — величина, показывающая, во сколько раз чувствительность приемника к АМ сигналам хуже чувствительности при приеме ЧМ сигналов.

Способ измерения. На вход приемника от ЧМ сигнал-генератора подают напряжение (равное номинальной чувствительности приемника), модулированное частотой 1 000 *гц* при девиации частоты ± 15 *кгц*. Приемник точно настраивают на эту частоту и регулятором громкости устанавливают напряжение на громкоговорителе, равное нормальному. Затем на вход приемника подают такое же напряжение, но от АМ сигнал-генератора, с частотой модуляции 1 000 *гц* и $m = 0{,}3$ и вновь измеряют напряжение на громкоговорителе, расстраивая приемник на ± 50 *кгц* по отношению к резонансной частоте.

Отношение выходного напряжения при приеме ЧМ сигналов к максимальному выходному напряжению при приеме АМ сигналов, выраженное в децибелах, является показателем ослабления паразитной амплитудной модуляции.

9-3. ТРЕБОВАНИЯ К АППАРАТУРЕ ДЛЯ ИСПЫТАНИЯ РАДИОВЕЩАТЕЛЬНЫХ ПРИЕМНИКОВ

Генератор стандартных сигналов с амплитудной модуляцией должен перекрывать диапазон частот 100—25 000 *кгц* при точности градуировки частоты не хуже $\pm 1\%$. Электродвижущая сила сигнала должна изменяться в пределах 1 *мкв* — 0,1 *в*. Выходное сопротивление должно быть не более 10 *ом* при э. д. с. менее 0,01 *в* и не более 50 *ом* при э. д. с. 0,01—0,1 *в*. Точность градуировки аттенюатора должна быть не хуже $\pm 20\%$. Глубина амплитудной модуляции m должна регулироваться в пределах 0—0,8; при $m = 0{,}5$ точность установки должна быть не хуже 5%. Частота внутренней модуляции равна 400 или 1 000 *гц* $\pm 5\%$ Модуляция от внешнего звукового генератора должна быть возможна в полосе частот 50—1 0000 *гц*.

Генератор стандартных сигналов с частотной модуляцией должен перекрывать диапазон частот 16—128 *Мгц* при точности градуировки частоты не хуже $\pm 1\%$. Электродвижущая сила сигнала должна изменяться в пределах 0,5 *мкв* — 0,1 *в*. Выходное сопротивление 75 *ом*. В генераторе должны быть предусмотрены частотная модуляция, амплитудная модуляция и непрерывная генерация. Девиация частоты при частотной модуляции от внутреннего модулятора с частотой 400 или 1 000 *гц* должна плавно регулироваться от 0 до 75 *кгц* при точности установки $\pm 5\%$. Амплитудная модуляция с частотой 400 или 1 000 *гц* должна плавно изменяться от 0 до 0,8 при точности установки не хуже $\pm 5\%$. Модуляция от внешнего источника напряжения должна быть возможна в полосе частот 50—15 000 *гц*.

Измеритель выходного напряжения должен иметь рабочую полосу частот не менее 50—15 000 *гц* при точности измерения в этой полосе не хуже $\pm 5\%$.

Гетеродинный волномер должен перекрывать диапазон частот 100—25 000 *кгц* с точностью не хуже 0,1%. Стабильность частоты после предварительного прогрева должна быть не хуже 0,005%. Волномер должен иметь внутренний модулятор, создающий модуляцию с коэффициентом $m = 0{,}3$.

Звуковой генератор должен иметь диапазон частот не менее 50—15 000 *гц*. В пределах этого диапазона неравномерность выходного напряжения должна быть не более ±2 *дб* при коэффициенте нелинейных искажений не более 0,1%. Регулятор должен изменять выходное напряжение в пределах 0,01—150 *в*.

Ламповый вольтметр должен иметь входное активное сопротивление не менее 5 *Мом*, входную емкость не более 10 *пф* и точность градуировки не хуже ±3%.

Измеритель нелинейных искажений должен реагировать на гармоники с амплитудой, равной 1% амплитуды основного тона в пределах полосы частоты 40—10 000 *гц*.

9-4. СКЕЛЕТНЫЕ СХЕМЫ РАДИОВЕЩАТЕЛЬНЫХ ПРИЕМНИКОВ АМПЛИТУДНОЙ МОДУЛЯЦИИ

Схема приемника прямого усиления

В любительских конструкциях приемников прямого усиления (рис. 9-2) усилители радиочастоты имеют один,

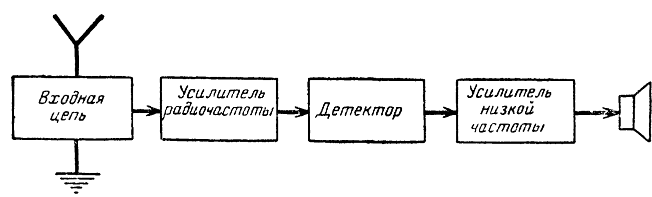


Рис. 9-2. Скелетная схема приемника прямого усиления

реже — два каскада. С целью повышения усиления и избирательности детекторный каскад часто выполняют по регенеративной схеме (с обратной связью).

Схема супергетеродинного приемника

В любительских супергетеродинных приемниках (рис. 9-3) усилитель радиочастоты либо отсутствует,

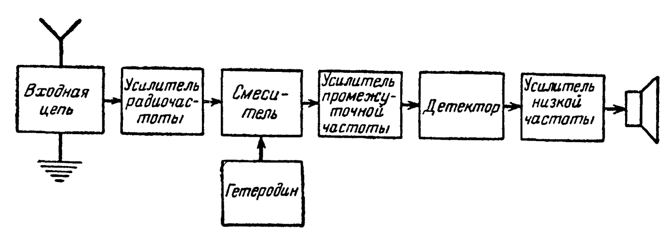


Рис. 9-3. Скелетная схема супергетеродинного приемника.

либо имеет один каскад. Усилитель промежуточной частоты выполняется с одним, реже — двумя каскадами.

В простых конструкциях иногда применяют обратную связь в детекторном каскаде или в каскаде усиления промежуточной частоты.

При составлении скелетных схем надо учитывать следующее.

Чувствительность приемника в диапазонах длинных, средних и отчасти коротких волн ограничивается внешними (промышленными и атмосферными) помехами и ее нецелесообразно делать лучше 100—50 *мкв* Полоса пропускания до детектора должна быть равна удвоенной высшей частоте модуляции $F_в$.

Общее усиление до детектора определяется перемножением коэффициентов усиления всех предшествующих каскадов, а также входной цепи Это усиление должно быть таким, чтобы при действии в цепи антенны сигнала, величина которого соответствует чувствительности приемника, напряжение на входе детектора было не менее 0,1—0,3 *в* (во избежание нелинейных искажений). Увеличение этого напряжения до 3—5 *в* улучшает действие системы автоматической регулировки усиления.

Усиление по низкой частоте должно быть таким, чтобы при тех же условиях и коэффициенте модуляции 100%-ная выходная мощность приемника равнялась номинальной (расчет напряжения на выходе детектора см. на стр 174)

Общая резонансная кривая приемника определяется путем перемножения взятых при одинаковых расстройках ординат резонансных кривых всех каскадов, предшествующих детектору (включая входную цепь). Отсюда следует, что ослабление приема на соседней фиксированной частоте (по сравнению с резонансной частотой) равно произведению тех ослаблений, которые дают все каскады приемника при расстройке на ±10 *кгц*.

Ослабление приема на зеркальной частоте равно произведению ослаблений, создаваемых входной цепью и усилителем радиочастоты при расстройке, на удвоенную промежуточную частоту.

Ослабление приема на частоте, равной промежуточной, равно произведению ослаблений, даваемых на этой частоте входной цепью и усилителем радиочастоты. Для увеличения ослабления в состав входной цепи вводят специальные фильтры промежуточной частоты (см. стр. 164).

Указанные ослабления перемножают, если они выражены в абсолютных значениях. Если же ослабления выражены в децибелах, то их надо суммировать

Общее снижение кривой верности приемника (вместе с громкоговорителем) на границе полосы пропускания (в децибелах) складывается из ослаблений, создаваемых радиочастотным трактом и трактом промежуточной частоты при расстройке, равной высшей частоте модуляции, детектором, усилителем низкой частоты и громкоговорителем. Можно считать допустимым снижение усиления радиочастотного тракта на краях полосы пропускания на 4 *дб* в диапазоне частот ниже 250 *кгц* и на 2 *дб* на остальных частотах длинноволнового и средневолнового диапазонов, а в диапазонах коротких волн этим ослаблением можно пренебрегать. Также можно пренебрегать снижением кривой верности, создаваемым детектором Остальное снижение усиления следует распределить между усилителем промежуточной частоты, усилителем низкой частоты и громкоговорителем, учитывая частотную характеристику последнего, Следует иметь в виду, что целесообразно задаваться возможно большим снижением усиления на границах полосы пропускания в усилителе промежуточной частоты, так как это позволяет улучшить избирательность по отношению к соседним станциям, однако при этом требуется соответственно корректировать частотную характеристику усилителя низкой частоты, чтобы общая кривая верности приемника отвечала поставленным требованиям.

Для выполнения указанных требований добротность радиочастотных контуров (входной цепи и усилителя радиочастоты) должна быть не более определенной величины, которая зависит от диапазона частот и общего числа этих контуров в радиоприемнике.

Величина промежуточной частоты $f_{пр}$ установлена ГОСТ 5651-51 равной 465±2 *кгц* для любых радиовещательных приемников и 110—115 *кгц* для приемников 3-го класса без коротковолнового диапазона и 4-го класса.

Использование $f_{пр} = 110 \div 115$ *кгц* повышает устойчивое усиление, но ухудшает ослабление приема на зеркальной частоте.

9-5. РАСЧЕТ РАДИОЧАСТОТНОГО КОНТУРА ДЛЯ ДИАПАЗОНОВ ДЛИННЫХ, СРЕДНИХ И КОРОТКИХ ВОЛН

Схема радиочастотного контура для диапазонов длинных, средних и коротких волн приведена на рис. 9-4

Коэффициент перекрытия диапазона

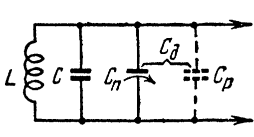


Рис. 9-4. Схема радиочастотного контура (к примеру расчета для диапазонов длинных, средних и коротких волн).

$$k_п = \frac{f_{макс}}{f_{мин}},$$

где $f_{макс}$ и $f_{мин}$ — максимальная и минимальная частоты диапазона, *Мгц*.

Индуктивность контура (*мкгн*)

$$L = \frac{2{,}53 \cdot 10^4 \left(k_п^2 - 1\right)}{(C_{макс} - C_{мин})\, f_{макс}^2},$$

где $C_{макс}$ и $C_{мин}$ — максимальная и минимальная емкости конденсатора настройки, *пф*

Дополнительная емкость (*пф*)

$$C_д = \frac{C_{макс} - k_п^2 C_{мин}}{k_п^2 - 1}.$$

Распределенная емкость для контура входной цепи (*пф*)

$$C_р = C_к + C_м + C_{вх},$$

где $C_к$ — емкость катушки (3—25 *пф*);
$C_м$ — емкость монтажа (5—20 *пф*);
$C_{вх}$ — входная емкость лампы.

Большие цифры относятся к диапазонам более низких частот. Для контура усилителя радиочастоты надо добавить еще выходную емкость $C_{вых}$ предыдущей лампы

Емкость подстроечного конденсатора (*пф*)

$$C_п = C_д - C_р.$$

Эта величина должна быть положительной и не менее 5—15 *пф*, чтобы иметь возможность при регулировке контура исправить вероятную ошибку в определении $C_р$.

Добротность контуров супергетеродинных приемников в диапазоне 150—415 *кгц* не должна превышать $Q = \frac{130}{F_в}$ (при одном контуре) или $Q = \frac{75}{F_в}$ (при двух контурах), а в диапазоне 520—1 600 *кгц* не должна превышать $Q = \frac{210}{F_в}$ (при одном контуре) или $Q = \frac{130}{F_в}$ (при двух контурах), где $F_в$ — верхняя граничная частота полосы пропускания звуковых частот, *кгц*.

Так как при включении в схему добротность контура понижается, собственная добротность катушки может превышать указанные значения на 20—25%.

Контуры коротковолновых диапазонов супергетеродинных приемников, а также контуры любых диапазонов приемников прямого усиления должны иметь возможно более высокую добротность.

Пример расчета. *Дано*: диапазон 150—415 *кгц* = 0,15—0,415 *Мгц*, емкость конденсатора настройки $C_{макс} = 500$ *пф* и $C_{мин} = 10$ *пф*.

Определяем:

$$k_п = \frac{0{,}415}{0{,}15} = 2{,}8; \quad L = \frac{2{,}53 \cdot 10^4 (2{,}8^2 - 1)}{(500 - 10)\, 0{,}415^2} = 2\,000 \text{ мкгн};$$

$$C_д = \frac{500 - 2{,}8^2 \cdot 10}{2{,}8^2 - 1} = 61{,}5 \text{ пф}.$$

Для контура входной цепи перед лампой 6К3

$C_р = 25 + 10 + 6 = 41$ *пф*; $C_п = 61{,}5 - 41 = 20{,}5$ *пф*.

Для контура в анодной цепи лампы 6К3 перед преобразовательной лампой 6А7

$$C_р = 25 + 10 + 9 + 10 = 54 \text{ пф};$$

$$C_п = 61{,}5 - 54 = 7{,}5 \text{ пф}.$$

Добротность при двух радиочастотных контурах и $F_в = 6{,}5$ *кгц*

$$Q \leqslant \frac{75}{6{,}5} = 12.$$

Радиочастотные контуры для поддиапазонов коротких волн с растянутой шкалой (рис. 9-5) рассчитываются следующим образом.

Сначала определяют коэффициент перекрытия диапазона

$$k_п = \frac{f_{макс}}{f_{мин}}$$

и вычисляют вспомогательную величину

$$A = \frac{C\left(k_п^2 C_0 - C_р\right)(C_0 - C_р)}{C_0\left(k_п^2 - 1\right)},$$

Рис. 9-5. Схема контура для поддиапазона коротких волн с растянутой шкалой (к примеру расчета).

где

$$C = C_{макс} - C_{мин};$$

$$C_р = C_к + C_м + C_{вх};$$

C_0 — минимальная емкость схемы. В зависимости от диапазона частот эту емкость выбирают от 50 до 200 *пф*.

После этого находят:

$$C_1 = \sqrt{\frac{C^2}{4} + A} - \frac{C}{2}; \quad C_2 = \frac{(C_0 - C_р)\, C_1}{C_1 - (C_0 - C_р)};$$

$$L = \frac{2{,}53 \cdot 10^4}{f_{макс} C_0}.$$

Пример расчета. *Дано*: диапазон 9,1—10 *Мгц*; $C_{макс} = 500$ *пф*; $C_{мин} = 10$ *пф*. Задаемся $C_0 = 100$ *пф*.

Определяем:

$$C_р = 3 + 20 + 7 = 30 \text{ пф}; \quad k_п = \frac{10}{9{,}1} = 1{,}1; \quad k_п^2 = 1{,}21;$$

$$C = 500 - 10 = 490 \text{ пф};$$

$$A = \frac{490\,(1{,}21 \cdot 100 - 30)(100 - 30)}{100\,(1{,}21 - 1)} = 148\,000;$$

$$C_1 = \sqrt{\frac{490^2}{4} + 148\,000} - \frac{490}{2} = 211 \text{ пф}$$

(C_1 следует составить из постоянного конденсатора емкостью 200 *пф* и подстроечного конденсатора емкостью 6—25 *пф*);

$$C_2 = \frac{(100-30)\,211}{211-(100-30)} = 104\ пф;$$

$$L = \frac{2{,}53\cdot 10^4}{10^2\cdot 100} = 2{,}53\ мкгн.$$

9-6. РАСЧЕТ ВХОДНОЙ ЦЕПИ ДЛЯ ДИАПАЗОНОВ ДЛИННЫХ, СРЕДНИХ И КОРОТКИХ ВОЛН

В радиовещательных приемниках используются входные цепи с трансформаторной или емкостной связью между контуром и антенной. Входная цепь с трансформаторной связью имеет лучшие электрические показатели, но требует дополнительной катушки. Входная цепь с емкостной связью проще конструктивно, но резко меняет величину передачи напряжения при настройке на разные частоты.

Входная цепь с трансформаторной связью

Типовые значения

Диапазон	Индуктивность катушки связи	Коэффициент связи $k = \frac{M}{\sqrt{LL_{св}}}$
150—415 *кгц*	15,5 *мгн*	0,45
520—1 600 *кгц*	1,3 *мгн*	0,25
3,94—12,1 *Мгц*	4—25 *мкгн*	0,03

Величины L и $C_п$ зависят от типа конденсатора C (см. рис. 9-4).

Схема входной цепи с индуктивной связью с антенной для диапазонов длинных и средних волн приведена на рис. 9-6.

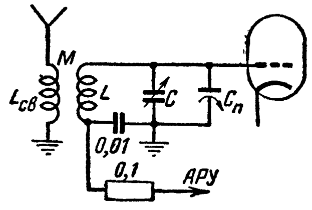


Рис. 9-6. Схема входной цепи с индуктивной связью (к примеру расчета).

Расчет для диапазонов 150—415 и 520—1 600 кгц

Индуктивность катушки связи (*мкгн*)

$$L_{св} = \frac{350}{f^2_{мин}},$$

где $f_{мин}$ — минимальная частота диапазона, *Мгц*.

Добротность антенной цепи $Q_{а.\,ц}$:
в диапазоне 150—415 *кгц*

$$Q_{а.\,ц} = 40 \div 60;$$

в диапазоне 520—1 600 *кгц*

$$Q_{а.\,ц} = 20 \div 30.$$

Наибольший коэффициент связи, определяемый допустимым ухудшением избирательности контура,

$$k_2 = 0{,}25\sqrt{\frac{Q_{а.\,ц}}{Q}},$$

где Q — добротность контура.

Наибольший коэффициент связи, определяемый допустимым сдвигом настройки контура,

$$k_2 = 0{,}7\sqrt{\frac{4k_п^2-1}{Q\left(k_п^2-0{,}5\right)}},$$

где $k_п$ — коэффициент перекрытия диапазона.

Наибольший коэффициент связи, определяемый конструктивными возможностями,

$$k_3 = 0{,}7 \div 0{,}8.$$

Из величин k_1, k_2, k_3 надо выбрать меньшую, которая и будет необходимым коэффициентом связи k.

Взаимоиндуктивность между катушками связи и контура (*мкгн*)

$$M = k\sqrt{LL_{св}}.$$

Коэффициент передачи напряжения

$$K = kQ\sqrt{\frac{L}{L_{св}}}\,\frac{1}{1-0{,}3\left(\frac{f_{мин}}{f}\right)^2},$$

где f — частота, для которой определяется величина K.

Ослабление приема по зеркальному каналу

$$\sigma_з = Q\,\frac{\left[\left(\frac{f+2f_{пр}}{f}\right)^2-1\right]\left[1-0{,}3\left(\frac{f_{мин}}{f+2f_{пр}}\right)^2\right]}{1-0{,}3\left(\frac{f_{мин}}{f}\right)^2},$$

где f — частота, на которую настроен приемник, *Мгц*;
$f_{пр}$ — промежуточная частота, *Мгц*;
$f_{мин}$ — нижняя частота данного диапазона, *Мгц*.

Расчет следует производить для наиболее невыгодного случая, когда $f = f_{макс}$.

Ослабление приема сигналов, имеющих частоту, равную промежуточной частоте приемника, определяется тем же выражением, но вместо $f + 2f_{пр}$ надо подставлять $f_{пр}$. Этот расчет надо производить для случая настройки приемника на частоту f, наиболее близкую к промежуточной.

Пример расчета. *Дано*: диапазон 150—415 *кгц* = 0,15—0,415 *Мгц*; $k_п = 2{,}8$; $Q = 12$; $L = 2\cdot 10^3$ *мкгн*; $f_{пр} = 465$ *кгц* = 0,465 *Мгц*.

Определяем:

$$L_{св} = \frac{350}{0{,}15^2} = 15{,}5\cdot 10^3\ мкгн;\quad Q_{а.\,ц} = 40;$$

$$k_1 = 0{,}25\sqrt{\frac{40}{12}} \approx 0{,}45;\quad k_2 = 0{,}7\sqrt{\frac{4\cdot 2{,}8^2-1}{12\,(2{,}8^2-0{,}5)}} \approx$$
$$\approx 0{,}41;$$

$$k_3 = 0{,}7 \div 0{,}8;\quad k = 0{,}41;\quad M = 0{,}41\sqrt{2\cdot 10^3\cdot 15{,}5\cdot 10^3} =$$
$$= 2{,}3\cdot 10^3\ мкгн;$$

при $f = f_{мин}$

$$K = 0{,}41\cdot 12\sqrt{\frac{2\cdot 10^3}{15{,}3\cdot 10^3}}\,\frac{1}{1-0{,}3\left(\frac{0{,}15}{0{,}15}\right)^2} = 2{,}7;$$

при $f = f_{макс}$

$$K = 0{,}41\cdot 12\sqrt{\frac{2\cdot 10^3}{15{,}3\cdot 10^3}}\,\frac{1}{1-0{,}3\cdot\frac{0{,}15}{0{,}415}} = 1{,}9;$$

при $f = f_{макс}$

$$\sigma_з = 12\,\frac{\left[\left(\frac{0{,}415+2\cdot 0{,}465}{0{,}415}\right)^2-1\right]\left[1-0{,}3\left(\frac{0{,}15}{0{,}415+2\cdot 0{,}465}\right)^2\right]}{1-0{,}3\left(\frac{0{,}15}{0{,}415}\right)^2} = 120;$$

ослабление приема сигнала с частотой, равной промежуточной,

$$\sigma_{пр} = 12 \frac{\left[\left(\frac{0,465}{0,415}\right)^2 - 1\right]\left[1 - 0,3\left(\frac{0,15}{0,465}\right)^2\right]}{1 - 0,3\left(\frac{0,15}{0,415}\right)^2} = 3,5.$$

Расчет для коротковолнового диапазона 3,95—12,1 Мгц

Индуктивность катушки связи (*мкгн*)

$$L_{св} = \frac{16 \div 100}{f_{мин}} = \frac{16 \div 100}{3,95} = 4 \div 25,$$

где $f_{мин}$ — в мегагерцах

Коэффициент связи

$$k = \frac{0,3}{\sqrt{Q}}.$$

Взаимоиндуктивность между катушками связи и контура (*мкгн*)

$$M = k\sqrt{L_{св}L}.$$

Коэффициент передачи напряжения

$$K = (1 \div 3)\ 10^{-2} Q f_{мин} M,$$

где $f_{мин}$ — нижняя частота данного диапазона, *Мгц*.

Ослабление приема по зеркальному каналу

$$\sigma_з = Q\left(\frac{f + 2f_{пр}}{f} - \frac{f}{f + 2f_{пр}}\right),$$

где f — частота, на которую настроен приемник, *Мгц*.

Расчет следует производить для наиболее невыгодного случая, когда $f = f_{макс}$.

Пример расчета. *Дано*: f=3,95 ÷ 12,1 *Мгц*; $Q = 100$; $L = 3,6$ *мкгн*; $f_{пр} = 0,465$ *Мгц*.

Определяем:

$$L_{св} = \frac{100}{3,95} \approx 25 \text{ мкгн};$$

$$k = \frac{0,3}{\sqrt{100}} = 0,03; \quad M = 0,03\sqrt{25 \cdot 3,6} \approx 0,3 \text{ мкгн};$$

$$K = (1 \div 3)\ 10^{-2} \cdot 100 \cdot 3,95 \cdot 0,3 \approx 1,2 \div 3,6;$$

при $f = f_{макс}$

$$\sigma_з = 100\left(\frac{12,1 + 2 \cdot 0,465}{12,1} - \frac{12,1}{12,1 + 2 \cdot 0,465}\right) = 15.$$

Входная цепь с емкостной связью между контуром и антенной

Схема входной цепи с емкостной связью с антенной показана на рис. 9-7.

Типовое значение $C_{св} = 5 \div 50$ *пф* (большее значение — для диапазона более низких частот). Величины L и $C_п$ определяются при расчете контура (см. стр. 161).

Расчет цепи

Максимальное значение $C_{св1}$ (*пф*), определяемое допустимым сдвигом настройки контура,

$$C_{св1} = \frac{4\,000}{f_{макс}\sqrt{QL}},$$

где f — в мегагерцах; L — в микрогенри.

Максимальное значение $C_{св2}$, определяемое допустимым ухудшением избирательности контура, рассчитывается через вспомогательную величину

$$C_{02} = \frac{5 \cdot 10^3}{\sqrt{f^3_{макс} LQ}};$$

тогда

$$C_{св2} = \frac{200 C_{02}}{200 - C_{02}}.$$

Из величин $C_{св1}$ и $C_{св2}$ надо выбирать меньшую, которая и будет необходимой емкостью $C_{св}$.

Вспомогательная величина

$$C_0 = \frac{200 C_{св}}{200 + C_{св}}$$

(если $C_{св} = C_{св2}$, то $C_0 = C_{02}$).

Коэффициент передачи напряжения

$$K = 4 \cdot 10^{-5} C_0 L Q f^2.$$

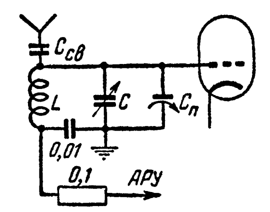


Рис. 9-7. Схема входной цепи с емкостной связью (к примеру расчета).

Ослабление приема по зеркальному каналу

$$\sigma_з = Q\left[1 - \left(\frac{f}{f + 2f_{пр}}\right)^2\right],$$

где f — частота, на которую настроен контур; $f_{пр}$ — промежуточная частота, *Мгц*. Расчет надо производить для наиболее невыгодного случая, когда $f = f_{макс}$.

Ослабление приема сигнала с частотой, равной промежуточной,

$$\sigma_{пр} = Q\left[1 - \left(\frac{f}{f_{пр}}\right)^2\right].$$

Расчет надо производить для случая настройки контура на частоту f, наиболее близкую к промежуточной.

Пример расчета. *Дано:* диапазон 150—415 *кгц* = 0,15—0,415 *Мгц*; $Q = 0,12$; $L = 2 \cdot 10^3$ *мкгн*; $f_{пр} = 0,465$ *Мгц*.

Определяем:

$$C_{св1} = \frac{4\,000}{0,415\sqrt{12 \cdot 2 \cdot 10^3}} = 62 \text{ пф};$$

$$C_{02} = \frac{5 \cdot 10^3}{\sqrt{0,415^3 \cdot 2 \cdot 10^3 \cdot 12}} = 120 \text{ пф};$$

$$C_{св2} = \frac{200 \cdot 120}{200 - 120} = 300 \text{ пф; берем } C_{св} = 62 \text{ пф};$$

$$C_0 = \frac{200 \cdot 62}{200 + 62} = 47 \text{ пф};$$

для $f = 0,415$ *Мгц*

$$K = 4 \cdot 10^{-5} \cdot 47 \cdot 2 \cdot 10^3\ 12 \cdot 0,415^2 = 7,7;$$

для $f = 0,15$ *Мгц*

$$K = 4 \cdot 10^{-5} \cdot 47 \cdot 2 \cdot 10^3 \cdot 12 \cdot 0,15^2 = 1;$$

для $f = 0,415$ *Мгц* и $f_{пр} = 0,465$ *Мгц*

$$\sigma_з = 12\left[1 - \left(\frac{0,415}{0,415 + 2 \cdot 0,465}\right)^2\right] = 11;$$

$$\sigma_{пр} = 12\left[1 - \left(\frac{0,415}{0,465}\right)^2\right] = 2,4.$$

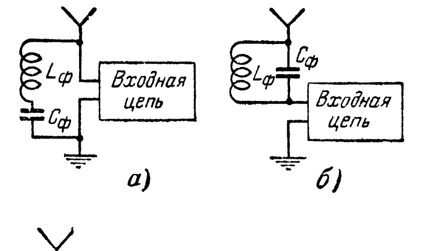
Фильтры для ослабления прямого приема сигналов с частотой, равной промежуточной частоте приемника

Схемы фильтров подавления сигналов с частотой, равной промежуточной, приведены на рис. 9-8.

Индуктивность $L_ф$ (*мкгн*) и емкость $C_ф$ (*пф*) должны удовлетворять условию

$$L_ф = \frac{2{,}53 \cdot 10^{10}}{C_ф f_{пр}^2},$$

где $f_{пр}$ — промежуточная частота, *кгц*.



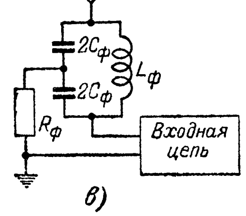


Рис. 9-8. Схемы фильтров для ослабления приема сигналов с частотой, равной промежуточной.

а — последовательный; *б* — параллельный; *в* — сложный пропускающий фильтр.

Сопротивление (*ком*)

$$R_ф = \frac{3{,}14 f_{пр} L_ф \cdot 10^{-6}}{2 d_ф},$$

где $d_ф$ — затухание катушки фильтра.

Практически удобно использовать катушку и конденсатор такие же, как и в контурах усилителя промежуточной частоты.

Фильтр применяется, если входная цепь и усилитель радиочастоты дают недостаточное ослабление приема на частоте, равной промежуточной. Такие же фильтры могут быть введены в схему усилителя радиочастоты. Важно, чтобы фильтр был точно настроен на промежуточную частоту.

9-7. ВХОДНЫЕ УСТРОЙСТВА С МАГНИТНОЙ АНТЕННОЙ

Магнитная антенна представляет собой стержень из феррита или магнитодиэлектрика с обмоткой. Она включается либо вместо катушки контура входной цепи (рис. 9-9, *а*), либо последовательно с катушкой (рис. 9-9, *б*), либо магнитная антенна сама является контурной катушкой (рис. 9-9, *в*); поэтому их общая индуктивность должна выбираться так же, как индуктивность обычной контурной катушки.

Антенна обладает ярко выраженной направленностью, поэтому плоскость намотки ее витков должна быть перпендикулярна направлению на принимаемую станцию, что заставляет при приеме разных станций поворачивать либо антенну в приемнике, либо весь приемник с антенной.

Резонансный коэффициент передачи напряжения равен добротности контура, образуемого обмоткой магнитной антенны вместе с конденсаторами. Добротность зависит от свойств магнитного материала и выполнения обмотки. При чрезмерно высокой добротности полоса пропускания входного устройства получается слишком узкой. В таких случаях для снижения добротности и расширения полосы пропускания обмотку антенны необходимо либо выполнять из более тонкого провода, либо шунтировать дополнительным сопротивлением.

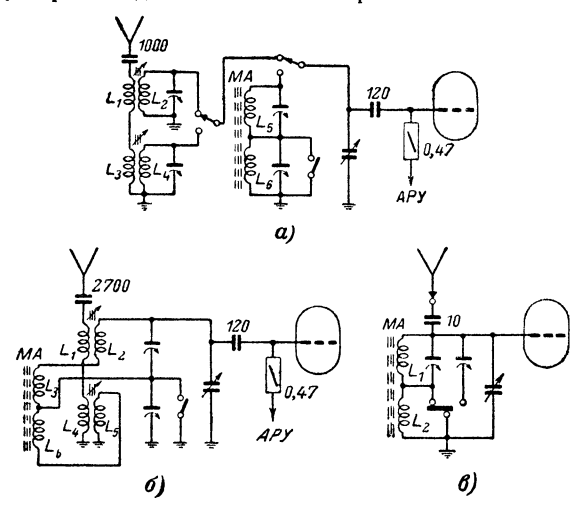


Рис. 9-9. Схемы входных устройств с магнитной антенной. *а* — с автономным включением магнитной антенны; *б* — с последовательным включением; *в* — с входным контуром, состоящим из магнитной антенны.

Точные расчеты добротности антенны затруднены, поэтому необходимость включения сопротивления и его величина должны определяться экспериментально.

Расчет входного устройства при работе от внешней антенны можно производить обычным порядком (пренебрегая действием магнитной антенны и рассматривая ее как обычную контурную катушку).

9-8. РАСЧЕТ КАСКАДА УСИЛЕНИЯ РАДИОЧАСТОТЫ ДЛЯ ДИАПАЗОНОВ ДЛИННЫХ, СРЕДНИХ И КОРОТКИХ ВОЛН

Ненастраиваемый (апериодический) усилитель радиочастоты

Схема апериодического усилителя радиочастоты представлена на рис. 9-10.

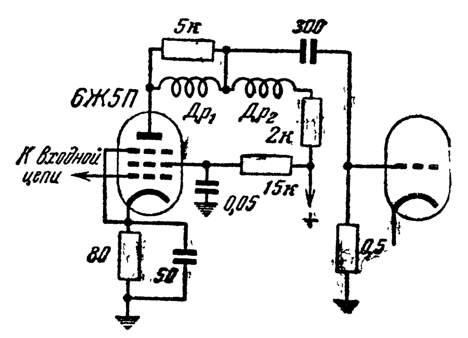


Рис. 9-10. Схема апериодического усилителя радиочастот.

Дроссель $Др_1$ содержит 80 витков провода ПЭШО 0,15 и наматывается внавал на сопротивлении ВС-0,5 5 *ком*.

Дроссель $Др_2$ имеет 60 витков того же провода и также наматывается внавал на сопротивлении ВС-0,25 0,2 *Мом*.

Резонансный усилитель радиочастоты

Схемы резонансного усилителя радиочастоты показаны на рис. 9-11.

Расчет схемы

Расчет индуктивности и емкости контура см. на стр. 161.

Величина предельного устойчивого усиления для выбранной лампы в данном диапазоне

$$K_у = 6\sqrt{\frac{S}{f_{макс}C_{пр}}},$$

где S — крутизна лампы, *ма/в*;
$f_{макс}$ — максимальная частота диапазона, *Мгц*;
$C_{пр}$ — проходная емкость (между анодом и сеткой) лампы, *пф*, с учетом распределенной емкости монтажа и панельки. Эта распределенная емкость равна 0,02 *пф* для ламп пальчикового типа и 0,01 *пф* для ламп металлической одноцокольной серии.

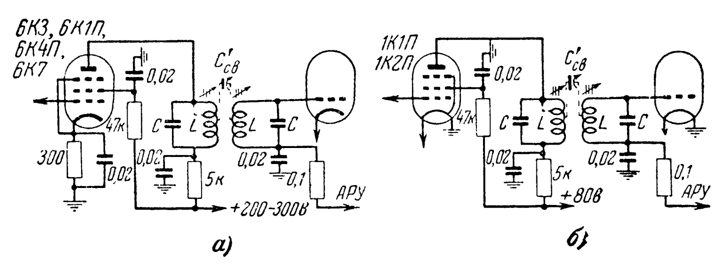


Рис. 9-11. Схемы резонансного усилителя радиочастот. *а* — на сетевых лампах; *б* — на батарейных лампах.

Максимальная величина эквивалентного резонансного сопротивления контура (*ком*)

$$R_к = 6{,}28QLf_{макс}\cdot 10^{-3},$$

где Q — добротность контура;
L — индуктивность катушки, *мкгн*.

Коэффициент трансформации, необходимый для устойчивой работы,

$$n_1 = \frac{K_у}{SR_к}.$$

Коэффициент трансформации, необходимый для сохранения избирательности контура,

$$n_2 = 0{,}5\sqrt{\frac{R_i}{R_к}},$$

где R_i — внутреннее сопротивление лампы, *ком*.

Из величин n_1 и n_2 надо выбрать меньшую, которая обозначается n, причем если она превышает единицу, то для дальнейших расчетов надо принять $n = 1$.

При $n = 1$ анод усилительной лампы присоединяется к верхнему концу контура, а при $n < 1$ — к отводу от катушки L. Отвод должен быть выполнен так, чтобы между ним и нижним концом катушки было nw витков, где w — общее число витков катушки L.

Усиление на частоте $f_{макс}$

$$K_1 = SR_кn.$$

Усиление на частоте $f_{мин}$

$$K_2 = K_1\frac{f_{мин}}{f_{макс}}.$$

Ослабление приема по зеркальному каналу

$$\sigma_з = Q\left(\frac{f + 2f_{пр}}{f} - \frac{f}{f + 2f_{пр}}\right),$$

где f — частота, на которую настроен приемник, *Мгц*;
$f_{пр}$ — промежуточная частота, *Мгц*.

Расчет следует производить для наиболее невыгодного случая, когда

$$f = f_{макс}.$$

Ослабление приема сигнала с частотой, равной промежуточной,

$$\sigma_{пр} = Q\left(\frac{f_{пр}}{f} - \frac{f}{f_{пр}}\right),$$

где f — частота, на которую настроен приемник.

Расчет следует производить для наиболее невыгодного случая, когда приемник настроен на частоту диапазона, наиболее близкую к промежуточной.

Постоянные сопротивления в цепях питания лампы рассчитываются по формуле

$$R = \frac{\Delta U}{I},$$

где R — сопротивление, *ком*;
ΔU — необходимое падение напряжения, *в*,
I — ток соответствующей цепи лампы, *ма*.

Мощность, рассеиваемая на сопротивлении (*вт*),

$$P = \frac{\Delta U^2}{1\,000R}.$$

Емкости конденсаторов берутся типовые, указанные на схемах.

Пример расчета. *Дано* диапазон 150—415 *кгц* = 0,15—0,415 *Мгц*; $L = 2\cdot 10^3$ *мкгн*; $Q = 12$, лампа 6К1П, $S = 1{,}85$ *ма/в*, $C_{пр} = 0{,}01$ *пф* + 0,02 = 0,03 *пф*;

$U_а = 250$ *в*; $I_а = 6{,}7$ *ма*; $U_э = 100$ *в*; $I_э = 2{,}7$ *ма*; $R_i = 450$ *ком*, $U_{со} = -3$ *в*, напряжение источника анодного питания 300 *в*.

Определяем:

$$K_у = 6\sqrt{\frac{1{,}85}{0{,}415\cdot 0{,}03}} = 73;$$

$$R_к = 6{,}28\cdot 12\cdot 2\cdot 10^3\cdot 0{,}415\cdot 10^{-3} = 62{,}5 \text{ ком};$$

$$n_1 = \frac{73}{1{,}85\cdot 62{,}5} = 0{,}63; \quad n_2 = 0{,}5\sqrt{\frac{450}{62{,}5}} = 1{,}34;$$

$$n = 0{,}63;$$

при $f = 415$ *кгц* $K_1 = 1{,}85\cdot 62{,}5\cdot 0{,}63 = 73$,

при $f = 150$ *кгц* $K_2 = 73\cdot\frac{0{,}15}{0{,}415} = 22{,}6$;

при $f = 415$ *кгц* $\sigma_з = 12\left(\frac{0{,}415 + 2\cdot 0{,}465}{0{,}415} - \frac{0{,}415}{0{,}415 + 2\cdot 0{,}465}\right) = 35$;

$$\sigma_{пр} = 12\left(\frac{0{,}465}{0{,}415} - \frac{0{,}415}{0{,}465}\right) = 2{,}6;$$

сопротивление в анодной цепи

$$R_а = \frac{300 - 250}{6{,}7} = 7{,}5 \ ком;$$

сопротивление в цепи экранирующей сети

$$R_э = \frac{300 - 100}{2{,}7} = 74 \ ком;$$

сопротивление в цепи катода

$$R_к = \frac{3}{6{,}7 + 2{,}7} = 0{,}32 \ ком = 320 \ ом;$$

рассеиваемая мощность на сопротивлении в анодной цепи

$$P_а = \frac{(300 - 250)^2}{1\,000 \cdot 7{,}5} = 0{,}34 \ вт;$$

рассеиваемая мощность на сопротивлении в цепи экранирующей сети

$$P_э = \frac{(300 - 100)^2}{1\,000 \cdot 74} = 0{,}56 \ вт;$$

рассеиваемая мощность на сопротивлении в цепи катода

$$P_к = \frac{3^2}{1\,000 \cdot 0{,}32} = 0{,}028 \ вт.$$

9-9. РАСЧЕТ ФИЛЬТРОВ ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ ДЛЯ ПРИЕМА НА ДЛИННЫХ, СРЕДНИХ И КОРОТКИХ ВОЛНАХ

Зададимся числом m фильтров промежуточной частоты. Один из них входит в анодную цепь преобразователя частоты, остальные — в каскады усиления промежуточной частоты. Поэтому число фильтров должно быть на единицу больше числа каскадов усиления промежуточной частоты.

Считая, что создаваемое всем усилителем промежуточной частоты ослабление приема на границе полосы пропускания равно σ_2 *дб*, определим ослабление, даваемое каждым фильтром, как

$$\sigma_1 = \frac{\sigma_2}{m} \ [дб].$$

Будем вести расчет для наиболее употребительных двухконтурных полосовых фильтров по обобщенным резонансным кривым (рис. 9-12), где на вертикальной оси отложена величина ослабления приема σ (в децибелах), а на горизонтальной оси даны значения обобщенной расстройки:

$$\alpha = \frac{2\Delta f}{f_{пр}} Q,$$

где Δf — расстройка, *кгц*;

$f_{пр}$ — промежуточная частота, *кгц*;

Q — добротность каждого из контуров фильтра (контуры считаются одинаковыми).

Кривые построены для разных значений величины

$$\beta = kQ,$$

где k — коэффициент связи контуров.

При значениях $\beta \leqslant 1$ резонансные кривые имеют одну, а при $\beta > 1$ — две вершины. Применение полосовых фильтров с двухвершинной резонансной кривой позволяет получить более высокую избирательность при прочих равных условиях, однако регулировка величины связи и настройка таких фильтров требуют наличия специальной аппаратуры. При отсутствии ее следует использовать наиболее близкую к прямоугольной одновершинную резонансную кривую, соответствующую $\beta = 1$. При наличии аппаратуры для наблюдения резонансных кривых выгоднее использовать двухвершинную кривую.

Выбрав кривую $\beta = 1$, надо отыскать на ней точку, лежащую на уровне σ_1, и прочитать соответствующее ей

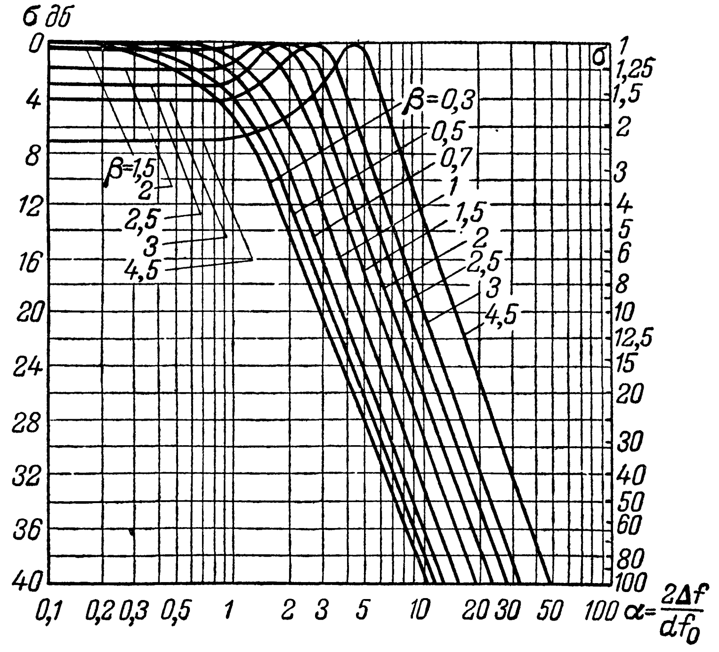


Рис. 9-12. Обобщенные резонансные кривые для расчета фильтров промежуточной частоты.

значение α_1. Тогда расчетное значение добротности контура

$$Q_р = \frac{\alpha_1 f_{пр}}{2F_в},$$

где $F_в$ — верхняя граничная частота полосы пропускания.

Полученное значение $Q_р$ надо сопоставить с конструктивно осуществимой добротностью контура $Q_к$. Для контуров с катушками, намотанными одножильным проводом на картонных каркасах без сердечников,

$$Q_к = 20 \div 30;$$

для контуров с катушками из многожильного высокочастотного провода на улучшенных каркасах с магнитодиэлектрическими сердечниками

$$Q_к = 30 \div 80;$$

для контуров, имеющих катушки с замкнутой магнитной системой из магнитодиэлектрика,

$$Q_к = 80 \div 200.$$

Если $Q_р < Q_к$, то в дальнейших расчетах следует считать $Q = Q_р$. При этом должны быть приняты меры, чтобы фактическая добротность контура была снижена до величины $Q_р$. В этом случае для дальнейших расчетов надо использовать выбранную кривую $\beta = 1$.

Если $Q_р > Q_к$, то в дальнейших расчетах следует считать добротность контуров равной $Q = Q_к$. При этом необходимо выбрать другую кривую. Для этого определяют величину

$$\alpha_1' = Q\frac{2F_в}{f_{пр}}$$

и находят на графике точку с горизонтальной осью α_1', лежащую на уровне σ_1 *дб*. Кривая, проходящая через эту точку, и должна использоваться в дальнейших расчетах вместо первоначально выбранной кривой, имевшей $\beta = 1$. Для дальнейших расчетов надо использовать значение β, указанное на этой новой кривой.

Определим величину

$$\alpha_2 = \frac{2 \cdot 10}{f_{пр}} Q,$$

где Q — выбранная выше добротность контуров;
$f_{пр}$ — промежуточная частота, *кгц*;
цифра 10 — растройка, соответствующая соседней фиксированной частоте, *кгц*.

По выбранной выше кривой определим соответствующее величине α_2 ослабление σ_2 *дб* приема по соседней фиксированной частоте, даваемое одним фильтром. Полное ослабление, создаваемое всеми фильтрами, составляет $m\sigma_2$ *дб*. Эта величина приблизительно равна ослаблению приема по соседней фиксированной частоте для всего приемника. Она должна удовлетворять требованиям, указанным на стр. 155—157. Если ослабление $m\sigma_2$ недостаточно, то весь расчет фильтров надо произвести заново, задавшись большим числом фильтров m или используя двухвершинную резонансную кривую.

Расчет фильтров с двухвершинной резонансной кривой ведется в том же порядке, но, выбирая двухвершинную кривую, надо следить за тем, чтобы она при $\alpha = 0$ не опускалась ниже уровня $\frac{\sigma_2 + \sigma_{рч}}{m}$ *дб*, где $\sigma_{рч} = 2$ *дб* — неравномерность усиления, принятая для радиочастотного тракта. Наиболее выгодно начинать расчет именно с той кривой, которая проходит при $\alpha = 0$ на уровне $\frac{\sigma_2 + \sigma_{рч}}{m}$ *дб*.

Расчет фильтров промежуточной частоты приемника с переменной полосой пропускания производится следующим образом. Сначала фильтры рассчитываются изложенным выше способом на наименьшую верхнюю частоту полосы пропускания $F_{в.\,мин}$, при этом желательно выбрать одновершинную кривую с возможно меньшим значением β.

Изменяя величину связи между контурами, можно добиться того, что общая резонансная кривая всех фильтров промежуточной частоты станет двухвершинной и опустится при $\alpha = 0$ до уровня $\sigma_2 + \sigma_{рч}$ *дб*. Это соответствует наиболее широкой достижимой полосе пропускания. Если такое изменение связи производится во всех фильтрах одновременно, то наиболее широкая полоса пропускания определяется путем выбора обобщенной резонансной кривой одного фильтра, проходящей при $\alpha = 0$ на уровне $\frac{\sigma_2 + \sigma_{рч}}{m}$ *дб*, и определения величины $\alpha_{макс}$ для точки, лежащей на падающей части кривой на уровне $\frac{\sigma_2}{m}$ *дб*. По этой величине определяется наибольшая верхняя частота полосы пропускания:

$$F_{в.\,макс} = \frac{\alpha_{макс} f_{пр}}{2Q},$$

где Q — добротность контуров фильтра, принятая при расчете на наименьшую полосу пропускания.

Значение $\beta_{макс} = Qk_{макс}$ для выбранной широкой кривой определяет наибольшее необходимое значение коэффициента связи k.

Если по конструктивным соображениям величина связи меняется не во всех фильтрах, то для определения наибольшей полосы пропускания следует построить суммарную резонансную кривую всех фильтров (как тех, у которых величина β увеличена, так и тех, у которых она осталась неизменной). Для этого надо сложить величины ослаблений σ, даваемых разными фильтрами, определяя их для одинаковых значений α по кривым с соответствующими значениями β. Путем таких построений надо подобрать значение β для того фильтра, в котором меняется связь, с таким расчетом, чтобы общая резонансная кривая была двухвершинной и при $\alpha = 0$ проходила на уровне $\sigma_2 + \sigma_{пр}$ *дб*.

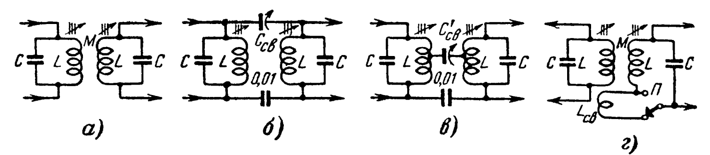


Рис. 9-13. Схемы двухконтурных фильтров промежуточной частоты с различной связью между контурами.

а — с индуктивной связью; *б* и *в* — с емкостной связью; *г* — с индуктивной связью и переменной полосой пропускания.

Подобрав такую кривую, определяют значение $\alpha_{макс}$, соответствующее точке, лежащей на падающей части этой кривой на уровне σ_2 *дб*. По этому значению находят наибольшую полосу пропускания, пользуясь соотношением $F_{макс} = \frac{\alpha_{макс} f_{пр}}{2Q}$. Наибольшее значение β, принятое для фильтра с переменной связью, определяет, как и в предыдущем случае, максимальное значение коэффициента связи для этого фильтра.

Емкость C каждого контура выбирается в пределах 50—200 *пф*. При этом надо иметь в виду, что увеличение емкости повышает устойчивость работы усилителя, но уменьшает величину усиления, даваемого каждым каскадом промежуточной частоты.

Индуктивность каждой катушки (*мкгн*)

$$L = \frac{2{,}53 \cdot 10^{10}}{f_{пр}^2 C},$$

где $f_{пр}$ — промежуточная частота, *кгц*.

При конструктивной величине добротности $Q_к$, превышающей требуемую величину Q больше чем на 20—25%, каждый контур должен быть зашунтирован дополнительным сопротивлением (*ком*)

$$R_ш = \frac{6{,}28 f_{пр} L}{\frac{1}{Q} - \frac{1}{Q_к}} 10^{-6}.$$

Если величина $R_ш$ получается порядка 10^3 *ком* или более, то этого сопротивления можно не ставить.

Взаимоиндуктивность между катушками фильтра при индуктивной связи (рис. 9-13, *а*)

$$M = kL = \frac{\beta}{Q} L.$$

При использовании емкостной связи (рис. 9-13, *б*)

$$C_{св} = kC = \frac{\beta}{Q} C.$$

Если величина $C_{св}$ получается чрезмерно малой, можно использовать схему неполной емкостной связи (рис. 9-13, *в*) В этом случае емкость конденсатора связи

$$C'_{св} = C\left(\frac{w_1}{w}\right)^2,$$

где w — полное число витков каждой катушки;
w_1 — число витков между отводом и нижним (на схеме) концом катушки.

Пример расчета. *Дано*: $m = 2$, $F_в = 4$ *кгц*; $f_{пр} = 465$ *кгц*, $\sigma_2 = 6$ *дб*.

Определяем:

$$\sigma_1 = \frac{6}{2} = 3\ дб;\quad \beta = 1;\quad \alpha_1 = 1{,}5;$$

$$Q_р = \frac{1{,}5\cdot 465}{2\cdot 4} = 88.$$

Первый случай: $Q_к = 100$; $Q_р < Q_к$; $Q = 88$;

$$\alpha_2 = 88\cdot\frac{2\cdot 10}{465} = 3{,}8;\quad \sigma_2 = 17\ дб;$$

общее ослабление равно $2\cdot 17 = 34$ *дб*.

Второй случай: $Q_к = 50$; $Q_р > Q_к$; $Q = 50$;

$$\alpha'_1 = 50\frac{2\cdot 4}{465} = 0{,}85;$$

берем кривую $\beta = 0{,}7$; $\alpha_2 = 50\cdot\frac{2\cdot 10}{465} = 2{,}15$; $\sigma_2 = 12$ *дб*; общее ослабление равно $2\cdot 12 = 24$ *дб*;

$$C = 200\ пф;\quad L = \frac{2{,}53\cdot 10^{10}}{465^2\cdot 200} = 590\ мкгн.$$

Для первого случая:

$$R_ш = \frac{6{,}28\cdot 465\cdot 590}{\frac{1}{88} - \frac{1}{100}}\,10^{-6} > 1\,000\ ком$$ (сопротивления такой величины можно не ставить);

$$M = kL = \frac{\beta L}{Q} = \frac{1\cdot 590}{88} = 6{,}7\ мкгн$$

9-10. РАСЧЕТ УСИЛИТЕЛЯ ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ

Схемы усилителей промежуточной частоты приведены на рис. 9-14.

Величина предельного устойчивого усиления для выбранной лампы

$$K_у = 200\sqrt{\frac{S}{f_{пр}C_{пр}}},$$

где S — крутизна лампы, *ма/в*;
$C_{пр}$ — проходная емкость (между анодом и сеткой) лампы, *пф*, с учетом распределенной емкости монтажа и панельки (см. стр. 165);
$f_{пр}$ — промежуточная частота, *кгц*.

Эквивалентное резонансное сопротивление (*ком*)

$$R_к = 6{,}28QLf_{пр}\cdot 10^{-6},$$

где L (*мкгн*) и Q известны из расчета фильтра промежуточной частоты.

Коэффициент трансформации, необходимый для устойчивой работы,

$$n_1 = \frac{K_у}{SR_к}.$$

Коэффициент трансформации, необходимый для сохранения избирательности,

$$n_2 = 0{,}5\sqrt{\frac{R_i}{R_к}},$$

где R_i — внутреннее сопротивление усилительной лампы, *ком*.

Из величин n_1 и n_2 надо выбрать меньшую, которая обозначается n, причем если она превышает единицу, то для дальнейших расчетов надо принять $n = 1$.

При $n = 1$ анод усилительной лампы присоединяется к верхнему концу первичного контура, а при $n < 1$ — к отводу от катушки. Отвод должен быть выполнен так, чтобы между ним и нижним концом катушки было nw витков, где w — общее число витков катушки.

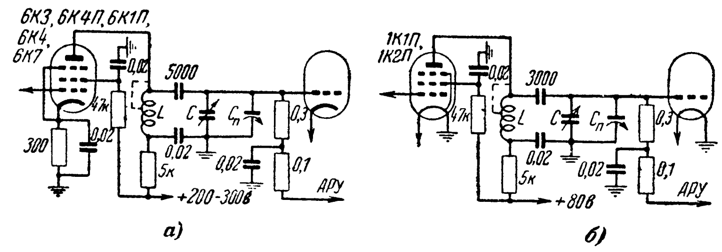


Рис 9-14. Схемы усилителей промежуточной частоты. *а* — на сетевых лампах; *б* — на батарейных лампах.

Усиление каскада

$$K = \frac{\beta}{1+\beta^2}SR_к.$$

Возможность присоединения детектора к верхнему и нижнему концам последнего контура промежуточной частоты определяется путем расчета вспомогательной величины

$$n_д = 0{,}5\sqrt{\frac{R_{вх}}{R_к}},$$

где $R_{вх}$ — входное сопротивление детектора, *ком*.

При $n_д \geqslant 1$ указанное присоединение допустимо. Если же $n_д < 1$, то детектор должен быть присоединен к отводу от катушки L (рис. 9-15), причем между отводом

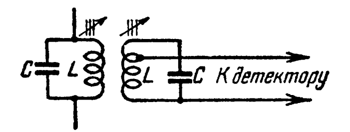


Рис. 9-15. Схема контура промежуточной частоты с отводом от катушки.

и нижним концом катушки должно быть $n_д w$ витков, где w — полное число витков катушки. В этом случае коэффициент усиления последнего каскада промежуточной частоты

$$K = \frac{\beta}{1+\beta^2}SR_к n n_д.$$

Сопротивления в цепях электродов усилительной лампы рассчитываются так же, как и для усилителя радиочастоты. Емкости схемы усилителя промежуточной частоты берутся типовые.

Пример расчета. *Дано*: $f_{пр} = 465$ *кгц*; $L = 600$ *мкгн*; $Q = 88$; $\beta = 1$ (из расчета полосового фильтра); лампа — 6К4П ($S = 4{,}4$ *ма/в*; $C_{пр} = 0{,}0035 + 0{,}02 = 0{,}0235$ *пф* $R_i = 1\,500$ *ком*), $R_{вх} = 200$ *ком*.

Определяем.

$$K_у = 200\sqrt{\frac{4,4}{465\cdot 0,0235}} = 127;$$

$$R_к = 6,28\cdot 88\cdot 600\cdot 465\cdot 10^{-6} = 155 \ ком;$$

$$n_1 = \frac{127}{4,4\cdot 155} \approx 0,19; \quad n_2 = 0,5\sqrt{\frac{1\,500}{155}} = 1,55;$$

$$n = 0,19; \quad n_д = 0,5\sqrt{\frac{200}{155}} = 0,6;$$

$$K = \frac{1}{1+1^2}\,4,4\cdot 155\cdot 0,19\cdot 0,6 = 39.$$

9-11. КАСКАД СОСРЕДОТОЧЕННОЙ ИЗБИРАТЕЛЬНОСТИ

Использование каскада сосредоточенной избирательности с многозвенным фильтром позволяет улучшить ослабление приема по соседнему каналу. Применение многозвенного фильтра вместо двухконтурного полосового фильтра целесообразно, если собственная добротность контуров удовлетворяет условию

$$Q \geqslant 1,4\,\frac{f_{пр}}{F_в},$$

где $f_{пр}$ — промежуточная частота, *кгц*;
$F_в$ — верхняя граничная частота полосы пропускания, *кгц*.

Действие многозвенного фильтра характеризуется обобщенными кривыми, изображающими зависимость даваемого одним звеном ослабления σ' (в децибелах) от обобщенной расстройки:

$$\alpha = \frac{\Delta f}{F_в},$$

где Δf — расстройка, *кгц*.

Кривые (рис. 9-16) построены для разных значений величины $\beta = \frac{f_{пр}}{QF_в}$. При расчете многозвенного фильтра по заданным значениям Q, $f_{пр}$ и $F_в$ определяют β и выбирают требуемую кривую. Далее находят величину $\alpha_2 = \frac{10}{F_в}$, где 10 — расстройка, соответствующая соседнему каналу, *кгц*.

По выбранной кривой для найденной величины α_2 определяют ослабление приема по соседнему каналу σ_2' *дб*, даваемое одним звеном фильтра. Если общее требуемое ослабление приема по соседнему каналу равно σ_2 *дб*, то нужное число звеньев n определяется как

$$n = \frac{\sigma_2}{\sigma_2'},$$

причем полученное значение n следует округлить до целого числа.

Чтобы получить результирующую характеристику фильтра, содержащего n звеньев, нужно ординаты выбранной кривой умножить на n, а абсциссы — на $F_в$. Полученный график будет изображать зависимость даваемого всем фильтром ослабления приема σ (в децибелах) от абсолютной расстройки Δf (в килогерцах). Чтобы получить общую резонансную кривую всего тракта промежуточной частоты, необходимо сложить ординаты этой кривой многозвенного фильтра с ординатами резонансной кривой остальных каскадов промежуточной частоты при одинаковых расстройках Δf.

Коэффициент усиления каскада с многозвенным фильтром рассчитывают по формуле

$$K_0 = K_0'SR,$$

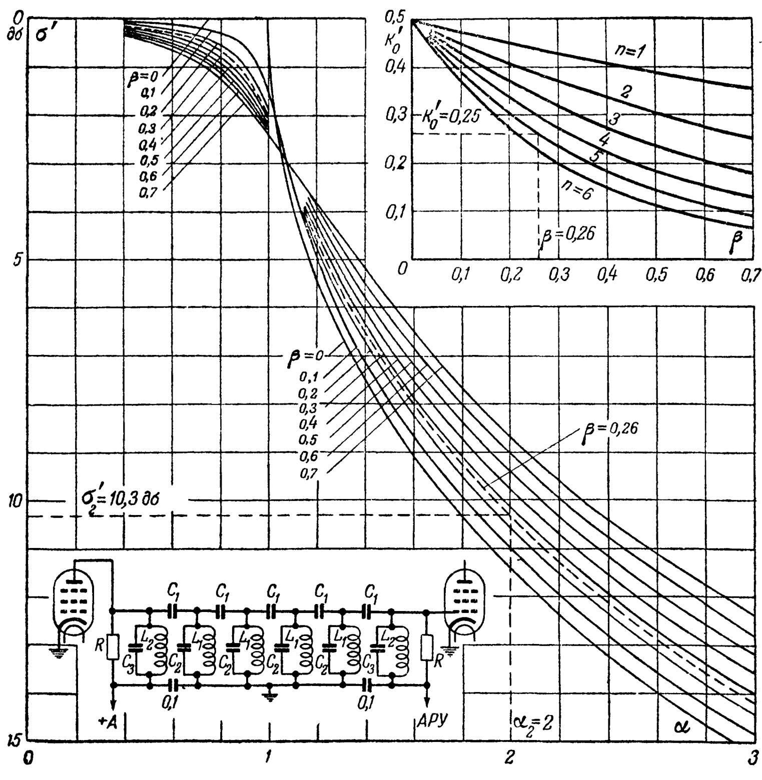


Рис. 9-16. График для расчета многозвенного фильтра.

где S — крутизна лампы, *ма/в* (если многозвенный фильтр включается в анодную цепь лампы преобразователя частоты, то следует использовать крутизну преобразования);
K_0' — коэффициент, зависящий от n и β и определяемый по графику;
R — величина каждого из одинаковых сопротивлений на входе и выходе фильтра, *ком*.

Для расчета элементов звеньев фильтра следует задаться величинами сопротивлений R на входе и выходе фильтра порядка 50—150 *ком*.

Емкости C_1, C_2 и C_3 (в пикофарадах) рассчитывают по формулам

$$C_1 = \frac{10^6}{6,28 f_{пр} R}; \quad C_2 = \frac{10^6}{6,28 F_в R} - 2C_1; \quad C_3 = \frac{1}{2}\,C_2.$$

Индуктивности L_1 и L_2 (в микрогенри) определяют по формулам

$$L_1 = \frac{F_в R\cdot 10^6}{6,28 f_{пр}^2}; \quad L_2 = 2L_1.$$

Катушки фильтра должны быть экранированы одна от другой, причем для повышения добротности их

целесообразно выполнять с замкнутыми магнитодиэлектрическими сердечниками. Емкости должны иметь отклонения от расчетных значений не более ±5%.

Пример расчета. *Дано*: $f_{пр} = 465$ *кгц*; $F_в = 5$ *кгц*; $Q = 350$; $\sigma_2 = 50$ *дб*; $S = 0,5$ *ма/в*.

Определяем:

$$Q = 350 > 1,4 \cdot \frac{465}{5} = 130,$$

т. е. применение многозвенного фильтра целесообразно;

$$\beta = \frac{465}{350 \cdot 5} = 0,26$$

(требуемая кривая лежит между кривыми $\beta = 0,2$ и $\beta = 0,3$);

$$\alpha_2 = \frac{10}{5} = 2;$$

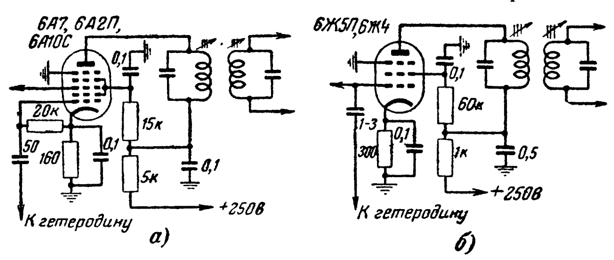
$$\sigma_2' = 10,3 \text{ дб}; \quad n = \frac{5}{10,3} = 5; \quad K_0' = 0,25.$$

Примем $R = 100$ *ком*. Тогда:
$K_0 = 0,5 \cdot 100 \cdot 0,26 = 13$; $C_1 = 3,5$ *пф*; $C_2 = 310$ *пф*; $C_3 = 155$ *пф*; $L_1 = 380$ *мкгн*; $L_2 = 760$ *мкгн*.

9-12. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ ДЛЯ ДИАПАЗОНОВ ДЛИННЫХ, СРЕДНИХ И КОРОТКИХ ВОЛН

Смесительные каскады (с отдельным гетеродином)

Схемы смесительных каскадов показаны на рис. 9-17.



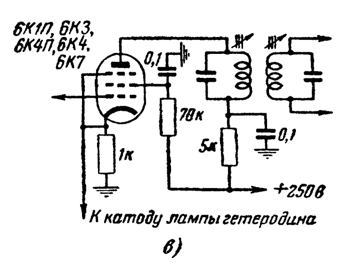


Рис. 9-17. Схемы смесительных каскадов.

а — на гептоде; *б* — на пентоде (рекомендуется подобрать сопротивление в цепи катода от 300 до 2 000 *ом*); *в* — с катодной связью.

Гетеродины

Схемы гетеродинов для смесительных каскадов приведены на рис. 9-18.

Элементы контура гетеродина рассчитываются по номограммам на рис. 9-21.

Преобразовательные каскады (с внутренним гетеродином)

Лампа преобразователя должна работать в таком нелинейном режиме, при котором ее крутизна изменяется пропорционально мгновенному напряжению, подаваемому от гетеродина.

Расчет преобразовательного каскада

Схемы преобразователей частоты показаны на рис. 9-19.

Для упрощения конструкции фильтр промежуточной частоты в анодной цепи преобразователя частоты используется такой же, как и в каскадах усиления промежуточной частоты.

Коэффициент трансформации, необходимый для сохранения избирательности,

$$n = 0,5 \sqrt{\frac{R_i}{R_к}},$$

где $R_к$ — резонансное сопротивление контура, известное из расчета каскада усиления промежуточной частоты, *ком*;

R_i — внутреннее сопротивление преобразовательной лампы, *ком*.

Если величина $n > 1$, то для дальнейших расчетов надо принять $n = 1$.

При $n = 1$ анод преобразовательной лампы присоединяется к верхнему концу первичного контура фильтра, а при $n < 1$ — отводу от катушки. Отвод должен быть выполнен так, чтобы между ним и нижним концом катушки было nw витков, где w общее число витков катушки.

Усиление каскада

$$K = \frac{\beta}{1 + \beta^2} R_к S_п n,$$

где $S_п$ — крутизна преобразования лампы, приводимая в таблицах справочных данных по лампам. При отсутствии этой величины можно считать $S_п \approx \frac{1}{4} S$, где S — крутизна лампы в режиме обычного усиления.

Пример расчета. *Дано*: полосовой фильтр с параметрами $R_к = 155$ *ком*; $\beta = 1$ (из расчета на стр. 168); лампа 6А2П ($S_п = 0,475$ *ма/в*; $R_i = 1\,000$ *ком*).

Определяем:

$$n = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1\,000}{155}} \approx 1,2;$$

$$K = \frac{1}{1 + 1^2} 155 \cdot 0,75 \cdot 1 \approx 37.$$

Расчет элементов контура гетеродина (рис. 9-20), обеспечивающих сопряжение настройки со входным контуром, производят следующим образом.

По известной величине $k_п$ (см. стр. 161) в номограмме 1 (рис. 9-21) находят вспомогательный коэффициент k'.

Определяют отношение промежуточной частоты к максимальной частоте данного диапазона:

$$k'' = \frac{f_{пр}}{f_{макс}}.$$

По формулам

$$f_1 = f_{мин} k'; \quad f_2 = \sqrt{f_{макс} f_{мин}} \quad \text{и} \quad f_3 = \frac{f_{макс}}{k'}$$

находят частоты точного сопряжения, на которых следует регулировать приемник.

По номограмме 2 определяют максимальную относительную неточность сопряжения в заданном диапазоне.

Вычисляют изменение емкости конденсатора настройки:

$$C = C_{макс} - C_{мин}.$$

По номограммам 3 и 4 находят вспомогательные величины A и B.

Рис. 9-18. Схемы отдельных гетеродинов супергетеродинного приемника.
а — с заземленным по высокой частоте анодом и автотрансформаторной обратной связью; *б* — с емкостной обратной связью.

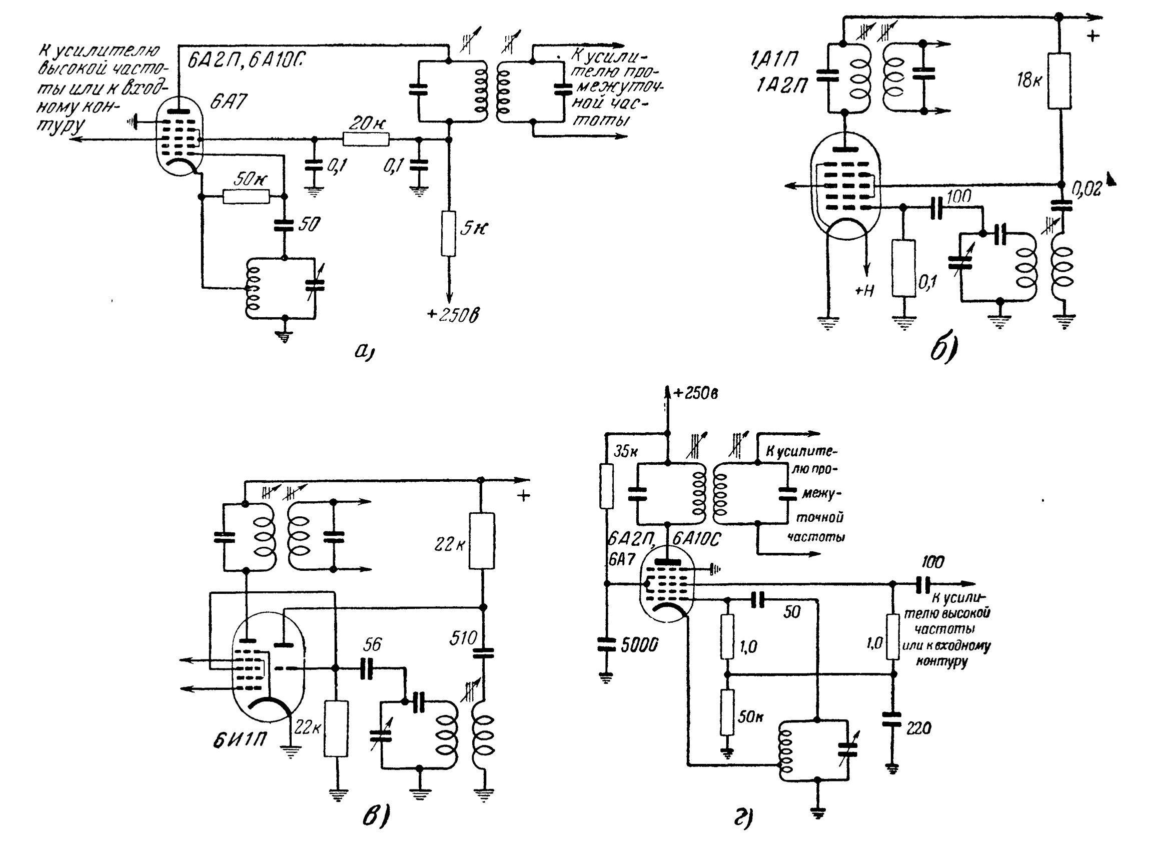


Рис. 9-19. Схемы преобразователей частоты.
а — на сетевом гептоде; *б* — на батарейном гептоде; *в* — на триод-гептоде; *г* — на сетевом гептоде с автоматической компенсацией влияния изменения напряжения гетеродина.

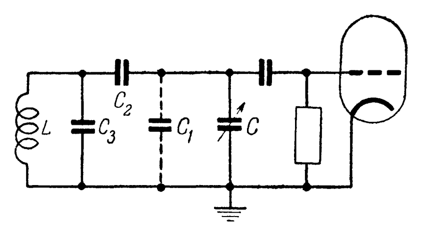
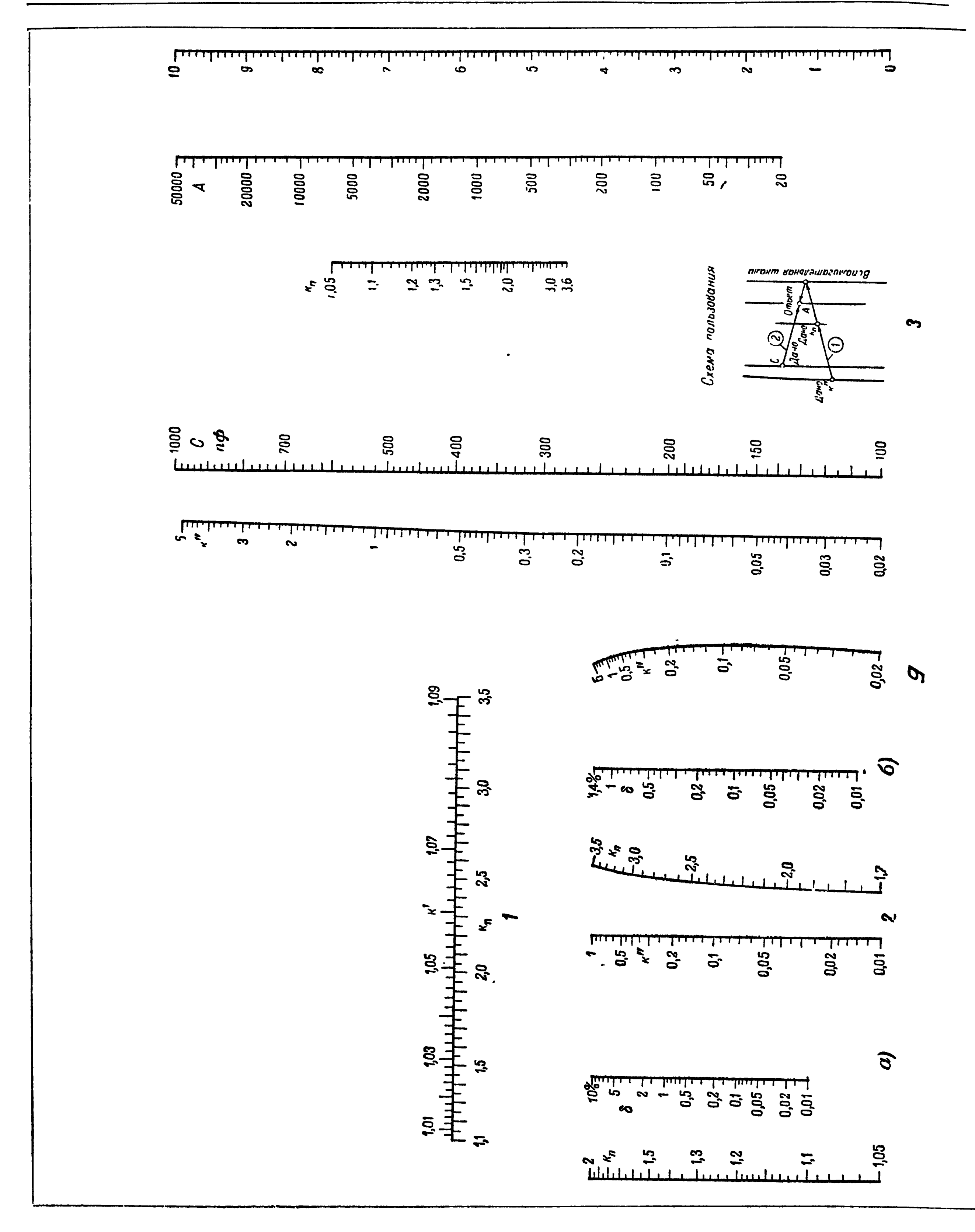


Рис. 9-20. Схема контура гетеродина (к примеру расчета).



1,01
1,03
1,05
к'
1,07
1,09
1,1
1,5
2,0
кп
2,5
3,0
3,5
1
кп
δ
10%
к''
δ
1,4%
к''
а)
2
б)
9
к''
C
пф
кп
A
Схема пользования
Дано
Ответ
Вспомогательная шкала
3

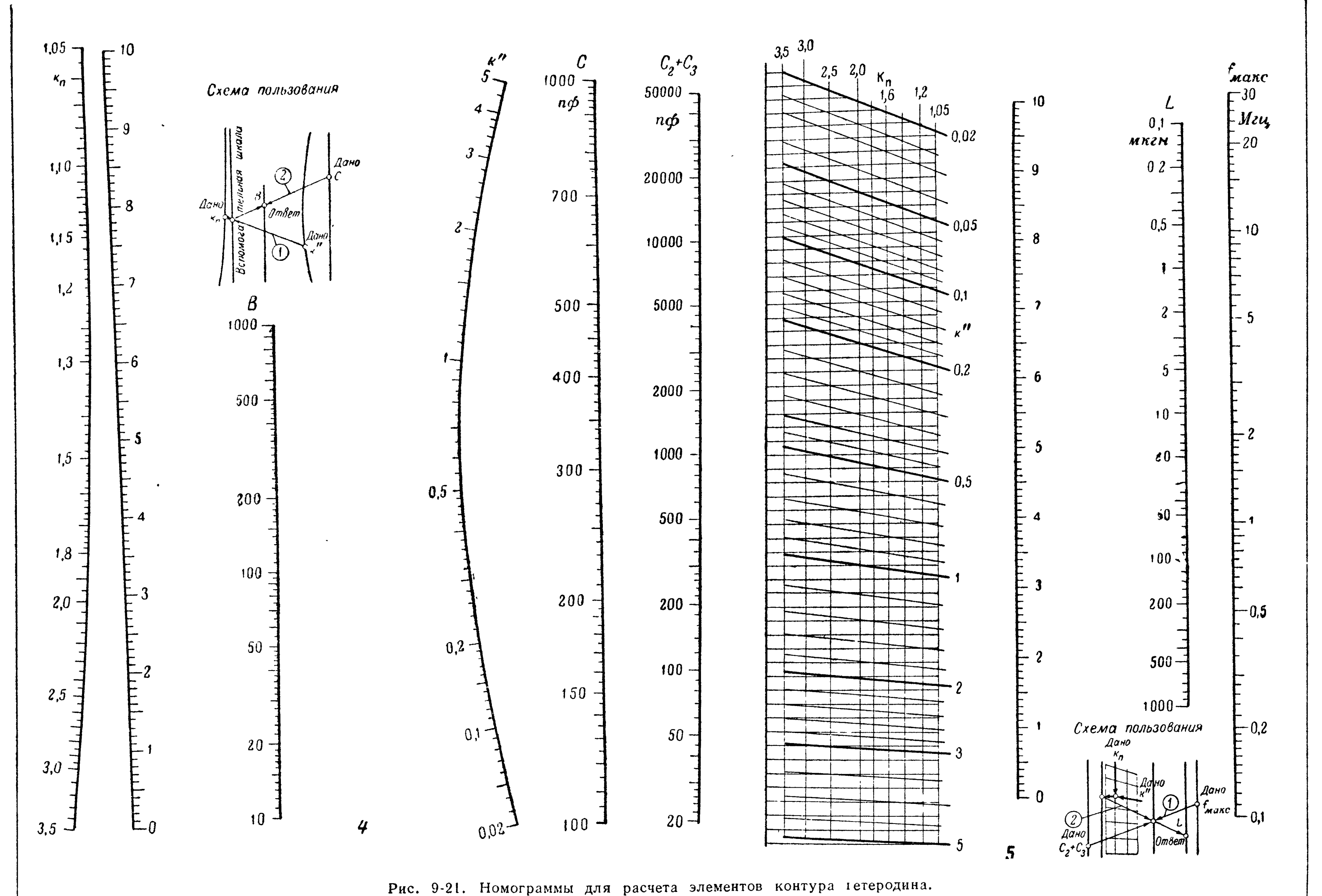


Рис. 9-21. Номограммы для расчета элементов контура гетеродина.

Номограмма 1 — для определения вспомогательного коэффициента k'.

Номограмма 2 — для определения максимальной относительной погрешности сопряжения.

а — для коротковолновых диапазонов с растянутой или полурастянутой шкалой; *б* — для длинноволнового, средневолнового и обзорного коротковолнового диапазонов.

Номограмма 3 — для нахождения вспомогательной величины *A*.

Номограмма 4 — для нахождения вспомогательной величины *B*.

Номограмма 5 — для определения индуктивности катушки *L* контура гетеродина.

Емкости контура гетеродина определяют по следующим формулам:

при заданной емкости C_1

$$C_2 = A + B - C_1 \quad C_3 = \frac{B - C_1}{A} C_2;$$

при заданной емкости C_3

$$C_2 = \frac{A}{2}\left(1 + \sqrt{1 + 4\frac{C_3}{A}}\right), \text{ а } C_1 = A + B - C_2;$$

при емкости $C_3 = 0$

$$C_2 = A, \text{ а } C_1 = B.$$

По номограмме 5 определяют индуктивность катушки L контура гетеродина.

Пример расчета. *Дано*: диапазон 150—415 *кгц* = = 0,15—0,415 *Мгц*; $k_п = 2{,}8$; $f_{пр} = 465$ *кгц* = 0,465 *Мгц*; $C = 500 - 10 = 490$ *пф*.

Определяем:

$$k' \approx 1{,}074; \quad k'' = \frac{0{,}465}{0{,}415} \approx 1{,}12;$$

$$f_1 = 150 \cdot 1{,}074 \approx 161 \text{ кгц}; \quad f_2 = \sqrt{415 \cdot 150} \approx 249 \text{ кгц};$$

$$f_3 = \frac{415}{1{,}076} \approx 386 \text{ кгц}; \quad \delta = 0{,}7\%; \quad A \approx 175; \quad B \approx 108.$$

Считаем заданной емкость $C_1 = C_р = C_{мин} + C_м + C_{вх} = 10 + 25 + 10 = 45$ *пф*.

Тогда

$$C_2 = 175 + 108 - 45 = 238 \text{ пф}$$

(практически можно взять конденсатор емкостью 240 *пф* с допуском ±5%);

$$C_3 = \frac{108 - 45}{175} 238 \approx 86 \text{ пф}$$

(C_3 следует составить из постоянного конденсатора емкостью 68 *пф* и подстроечного конденсатора емкостью 8—30 *пф*);

$$C_2 + C_3 = 238 + 86 = 324 \text{ пф}; \; L \approx 280 \text{ мкгн}.$$

При расчете контура гетеродина для диапазона коротких волн с растянутой шкалой емкости C_1 и C_2 выбирают такими же, как и для входного контура, а индуктивность L определяют по формуле, применяемой при расчете входной цепи (см. стр. 161), но вместо $f^2_{макс}$ в нее подставляют частоту

$$f^2_г = (f_{макс} + f_{пр})^2.$$

Пример расчета. При данных, указанных в примере расчета входной цепи диапазона коротких волн с растянутой шкалой (см. стр. 161), определяем:

$$f^2_г = (10 + 0{,}465)^2 = 109{,}5 \text{ мгц};$$

$$L = \frac{2{,}53 \cdot 10^4}{109{,}5 \cdot 100} = 2{,}31 \text{ мкгн}.$$

9-13. ДЕТЕКТОРЫ СИГНАЛА С АМПЛИТУДНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ И СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОЙ РЕГУЛИРОВКИ УСИЛЕНИЯ (АРУ)

Диодные детекторы

Схемы диодных детекторов с системой АРУ приведены на рис. 9-22.

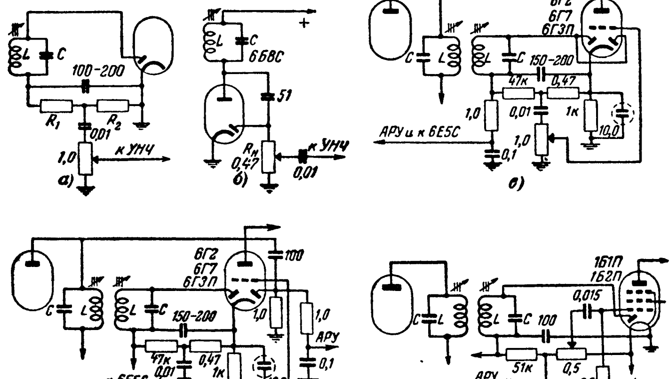


Рис. 9-22. Схемы диодных детекторов.

а — последовательная; *б* — параллельная; *в* — с детектором АРУ (без задержки); *г* — с детектором АРУ и задержкой, равной напряжению сеточного смещения триодной части лампы; *д* — на батарейной лампе.

Расчет диодного детектора

Входное сопротивление для последовательной схемы

$$R_{вх} = 0{,}5\,(R_1 + R_2).$$

Входное сопротивление для параллельной схемы

$$R_{вх} = \frac{1}{3} R_н.$$

Коэффициент детектирования

$$K_д = \frac{1}{1 + \dfrac{5R_д}{R_1 + R_2}} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2},$$

где $R_д$ — внутреннее сопротивление диода (обычно около 1 000 *ом*).

Амплитуда звукового напряжения на выходе детектора при 100%-ной модуляции

$$U_{m\,вых} = \sqrt{2} K_д U_{вх},$$

где $U_{вх}$ — действующее значение высокочастотного напряжения на входе детектора (для неискаженного детектирования оно должно быть не менее 0,3 *в*).

Пример расчета. *Дано*: $R_1 = 47$ *ом*; $R_2 = 0{,}47$ *Мом*; $U_{вх} = 0{,}6$ *в*.

Определяем:

$$R_{вх} = 0{,}5\,(47 + 470) \approx 250 \text{ ком};$$

$$K_д = \frac{1}{1 + \dfrac{5 \cdot 1}{47 + 470}} \cdot \frac{470}{47 + 470} = 0{,}9;$$

$$U_{mвых} = \sqrt{2} \cdot 0{,}9 \cdot 0{,}6 \approx 0{,}75 \text{ в}.$$

При использовании полупроводникового диода расчет производится так же, но входное сопротивление определяется по формуле

$$R_{вх} = \frac{R_o\,(R_1 + R_2)}{2R_o - 3\,(R_1 + R_2)},$$

где R_o — обратное сопротивление диода.

Для равномерной нагрузки контуров последнего фильтра промежуточной частоты детектор АРУ обычно присоединяют к первичному контуру, а детектор сигнала — ко вторичному. При этом детектор АРУ выполняют по параллельной схеме. Для увеличения входного сопротивления нагрузочное сопротивление выбирают порядка 1 *Мом*. Фильтр в цепи АРУ должен иметь постоянную времени порядка 0,1—0,05 *сек*. Увеличение напряжения высокой частоты на входе детектора улучшает работы системы АРУ.

Другие типы детекторов

Катодный детектор (рис. 9-23) обладает высоким входным сопротивлением и почти не шунтирует предшествующего контура, благодаря чему коэффициент

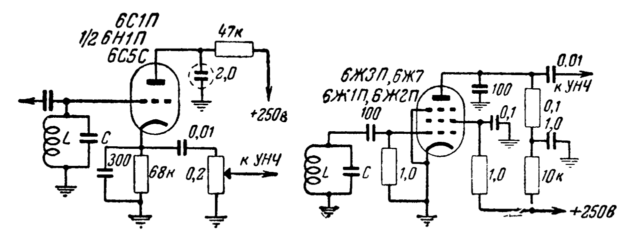


Рис. 9-23. Схема катодного детектора.

Рис. 9-24. Схема сеточного детектора.

усиления и избирательность предшествующего усилительного каскада (или входной цепи, если усилительные каскады отсутствуют), получаются значительно лучшими, чем при диодном детекторе. По остальным показателям он подобен диодному детектору и имеет коэффициент детектирования немного меньше единицы.

При малой емкости конденсатора в цепи катода лампы или большой распределенной емкости между анодом и катодом детектор может возбудиться. Иногда это используют для построения регенеративного каскада. Обратную связь в этом случае регулируют изменением емкости в цепи катода или между анодом и катодом лампы.

Сеточный детектор (рис. 9-24) обладает высокой чувствительностью, но дает заметные искажения. Обычно применяется в схемах с обратной связью.

Анодный детектор (рис. 9-25) подобно катодному детектору слабо нагружает предшествующий контур,

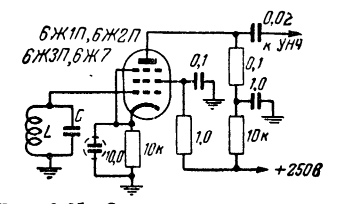
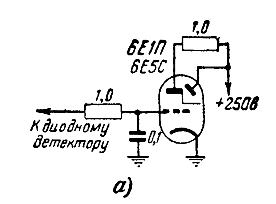


Рис. 9-25. Схема анодного детектора.

но обладает малой чувствительностью и дает сильные искажения. Лампа должна иметь резкий перегиб сеточной характеристики анодного тока (пентоды типа Ж).

9-14. ИНДИКАТОРЫ НАСТРОЙКИ

Схемы включения оптического индикатора настройки показаны на рис. 9-26.



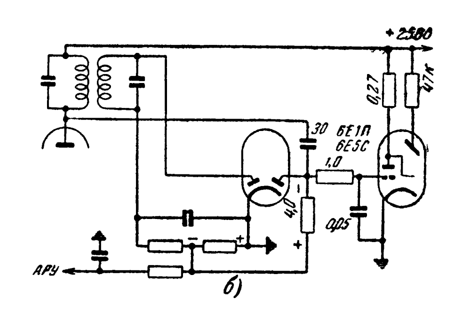
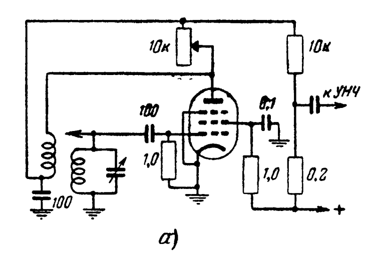
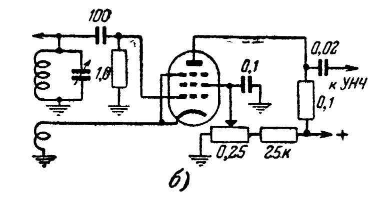


Рис. 9-26. Схемы индикаторов настройки. *а*—обычная; *б*—с повышенной чувствительностью.

9-15. СХЕМЫ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

Схемы регенеративных детекторов с обратной связью приведены на рис. 9-27.





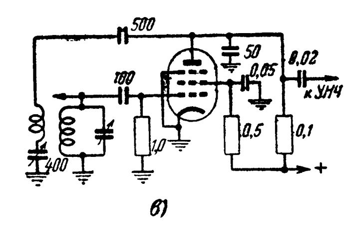


Рис. 9-27. Схемы регенеративного сеточного детектора.

а и *б* — с регулировкой обратной связи переменным сопротивлением; *в* — с регулировкой обратной связи переменным конденсатором.

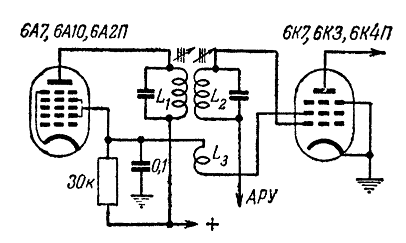


Рис. 9-28. Схема каскада усиления промежуточной частоты с постоянной обратной связью.

На рис. 9-28 показана схема усилителя ПЧ с положительной обратной связью.

9-16. ПРИЕМНИКИ ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИИ

Скелетные схемы приемников ЧМ (частотной модуляции) не отличаются от таких же схем приемников АМ (амплитудной модуляции). Особенности приемников ЧМ состоят в том, что они работают в диапазоне УКВ (64,5—73 *Мгц*), имеют полосу пропускания до детектора порядка 200 *кгц* и содержат частотный детектор.

Так как передатчики ЧМ подчеркивают верхние звуковые частоты, то в низкочастотном тракте приемника ЧМ необходимо уменьшать усиление этих частот (обычно это обеспечивается неравномерностью частотной характеристики громкоговорителя).

Чувствительность приемника ЧМ в диапазоне метровых волн ограничивается главным образом уровнем собственных шумов во входной цепи и первых каскадах приемника. Для уменьшения собственных шумов перед преобразователем частоты чаще всего используют один триодный каскад усиления радиочастоты, выполненный по схеме с заземленной промежуточной точкой входного контура. При этом чувствительность приемника может быть порядка единиц микровольт. Для упрощения конструкции входную цепь обычно выполняют с постоянной настройкой на среднюю частоту диапазона.

Преобразователь частоты собирают по гетеродинной схеме с триодом, причем устранение нежелательной связи контура гетеродина с контуром усилителя радиочастоты достигается благодаря применению сбалансированной мостовой схемы. Другая мостовая схема используется для устранения нежелательной обратной связи по промежуточной частоте через междуэлектродную емкость.

Промежуточная частота для приемников ЧМ принята равной 8,4 *Мгц*.

Для получения высокой помехоустойчивости детектор приемника не должен реагировать на вредную амплитудную модуляцию принимаемых сигналов, что достигается либо использованием последнего каскада промежуточной частоты в режиме ограничения амплитуды, либо применением детектора отношений с самоограничением. В первом случае на вход ограничителя необходимо подавать повышенное напряжение сигнала (2—3 *в*). Во втором случае устраняется влияние только быстрых изменений амплитуды принимаемого сигнала, тогд как медленные изменения влияют на громкость приема; поэтому при использовании детектора отношений полезно вводить в приемник систему АРУ. На входе детектора отношений напряжение сигнала должно составлять 0,1—0,05 *в*.

В связи с повышенной помехоустойчивостью детекторов приемников частотной модуляции требования к ослаблению помех в высокочастотном тракте могут быть менее строгими, чем в приемниках амплитудной модуляции. Так, ослабление приема на соседней фиксированной частоте, т. е. при расстройке ±250—300 *кгц*, должно составлять 26—30 *дб*, а ослабление приема на зеркальной частоте — 20—30 *дб*.

Надо иметь в виду, что ослабление приема при расстройке на 250—300 *кгц* создается не только вследствие избирательных свойств усилителя промежуточной частоты, но также вследствие расстройки контуров частотного детектора. Поэтому при расчете усилителя промежуточной частоты можно допускать, чтобы даваемое им ослабление приема на соседней фиксированной частоте было на 6—10 *дб* меньше указанного выше для всего высокочастотного тракта.

Неравномерность усиления в пределах полосы пропускания для тракта промежуточной частоты должна быть не более 3 *дб*, причем эта неравномерность влияет на величину нелинейных (а не частотных) искажений принимаемого сигнала. При фиксированной настройке входной цепи неравномерность коэффициента передачи ее напряжения должна быть не более 3 *дб* в пределах диапазона 64,5—73 *Мгц*.

В остальном расчет скелетной схемы производится на основании тех же соображений, какие указаны для приемников амплитудной модуляции.

9-17. КОМБИНИРОВАННЫЕ ПРИЕМНИКИ АМПЛИТУДНОЙ И ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИИ

В комбинированных приемниках амплитудной и частотной модуляции объединяют источник питания и усилитель низкой частоты. Детекторный каскад выполняют так, что путем простых переключений он может служить детектором либо амплитудной, либо частотной модуляции. Для усиления промежуточных частот сигналов с амплитудной и частотной модуляцией используют одни и те же лампы, причем фильтры разных промежуточных частот включают последовательно в анодные и сеточные цепи ламп. Благодаря резкому различию их настроек при работе с той или иной промежуточной частотой резонирует лишь соответствующий фильтр, тогда как другой оказывается сильно расстроенным и практически не влияет на работу схемы. Входную цепь, усилитель радиочастоты и преобразователь частоты для приема сигналов УКВ диапазона с частотной модуляцией выполняют в виде отдельного блока, что упрощает конструкцию и повышает надежность работы приемника.

При приеме сигналов с частотной модуляцией усилитель промежуточной частоты обычно должен иметь на один каскад больше, чем при приеме сигналов с амплитудной модуляцией. Это требует либо добавления специальной лампы, либо использования лампы преобразователя частоты длинных, средних и коротких волн в качестве дополнительной лампы для усиления промежуточной частоты при приеме сигналов с частотной модуляцией.

9-18. УСИЛИТЕЛИ ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ В ПРИЕМНИКАХ ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИИ

Схемы и порядок расчета фильтров и каскадов усиления промежуточной частоты для приема сигналов ЧМ в общем те же, что и для приема сигналов АМ, однако при их расчете вместо верхней граничной частоты модуляции $F_в$ следует использовать полуширину спектра сигнала ЧМ (которая при девиации ± 75 *кгц* составляет 90—100 *кгц*), прибавляя к ней запас на нестабильность гетеродина порядка 15—25 *кгц*. При этом соответствующее ослабление приема должно составлять $\sigma_2 = 3$ *дб*. Расстройку, соответствующую соседней фиксированной частоте, вместо 10 *кгц* следует принимать равной 250 *кгц*. Емкости контуров выбирают порядка 20—50 *пф*. Промежуточная частота принимается равной 8,4 *Мгц*.

В комбинированных приемниках АМ и ЧМ контуры фильтров различных промежуточных частот включают

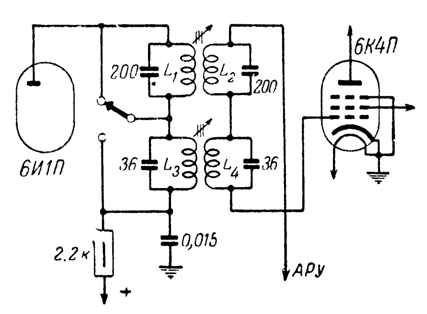


Рис. 9-29. Схема каскада промежуточной частоты комбинированного АМ и ЧМ приемника.

в анодные и сеточные цепи ламп последовательно (рис. 9-29); при наличии той или иной промежуточной частоты резонируют только соответствующие контуры, тогда как контуры другой промежуточной частоты оказываются сильно расстроенными и не влияют на работу схемы. Для устранения опасности самовозбуждения в диапазоне коротких волн замыкают первый контур, настроенный на неиспользуемую промежуточную частоту.

Пример расчета фильтров промежуточной частоты. *Дано*: $m = 2$; $F_в = 110$ *кгц*; $f_{пр} = 8{,}4$ *Мгц* $= 8\,400$ *кгц*; $\sigma_2 = 3$ *дб*; $Q = 100$.

Определяем:

$$\sigma_1 = \frac{3}{2} = 1{,}5 \text{ дб}; \quad \beta = 1; \quad \alpha_1 = 1;$$

$$Q_р = \frac{1 \cdot 8\,400}{2 \cdot 110} = 38; \qquad Q_р = < Q_к;$$

$$Q = 38;$$

$$\alpha_2 = \frac{2 \cdot 250}{8\,400}\, 38 = 2{,}25; \quad \sigma_2 = 9 \text{ дб}.$$

Общее ослабление приема соседней станции, создаваемое двумя полосовыми фильтрами, составляет $2 \cdot 9 = 18$ *дб*. Принимаем $C = 50$ *пф*. Считая, что входная и выходная емкости ламп в сумме с распределенными емкостями приблизительно составляют 14 *пф*, используем в контурах конденсаторы по 36 *пф*. Тогда

$$L = \frac{2{,}53 \cdot 10^4}{8\,400^2 \cdot 50} = 7{,}1 \text{ мкгн};$$

$$R_ш = \frac{6{,}28 \cdot 8\,400 \cdot 7{,}1}{\frac{1}{38} - \frac{1}{100}}\, 10^{-6} \approx 23 \text{ ком}.$$

Первый контур шунтируется небольшим внутренним сопротивлением триодного преобразователя частоты, поэтому ставить сопротивление $R_ш$ в нем не требуется:

$$M = kL = \frac{\beta L}{Q} = \frac{1 \cdot 7{,}1}{38} = 0{,}19 \text{ мкгн}.$$

Пример расчета усилителя промежуточной частоты

Дано. $f_{пр} = 8\,400$ *кгц*; $L = 7{,}1$ *мкгн*; $Q = 38$; $\beta = 1$ (из расчета полосового фильтра). Лампа 6К4П имеет параметры: $S = 4{,}4$ *ма/в*; $R_i = 1{,}5$ *Мом* $= 1\,500$ *ком*; $C_{пр} = 0{,}003$ *пф* $+ 0{,}02$ *пф* $= 0{,}023$ *пф*.

Определяем:

$$K_у = 200 \sqrt{\frac{4{,}4}{8\,400 \cdot 0{,}023}} \approx 30;$$

$$R_к = 6{,}28 \cdot 38 \cdot 7{,}1 \cdot 8\,400 \cdot 10^{-6} \approx 15 \text{ ком};$$

$$n_1 = \frac{30}{4{,}4 \cdot 15} = 0{,}45; \qquad n_2 = 0{,}5 \sqrt{\frac{1\,500}{15}} > 1;$$

$$n = 0{,}45.$$

Усиление каскада

$$K_{п.ч} = \frac{1}{1 + 1^2}\, 4{,}4 \cdot 15 \cdot 0{,}45 = 15.$$

9-19. ВХОДНОЙ БЛОК УКВ ДИАПАЗОНА

Входная цепь, усилитель радиочастоты и преобразователь частоты для УКВ диапазона обычно выполняются в виде отдельного блока, элементы которого не используются при работе в других диапазонах. Это вызывается тем, что лампы и конденсаторы настройки, применяемые в диапазонах длинных, средних и коротких волн, не отвечают требованиям работы в УКВ диапазоне, а многочисленные диапазонные переключения элементов схем усложняют конструкцию приемника и ухудшают его работу вследствие значительных паразитных емкостей.

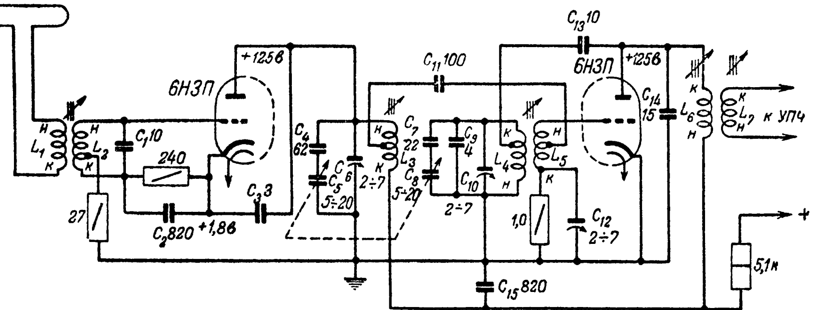


Рис. 9-30. Типовая схема входного блока для диапазона УКВ. L_1 = 0,15 *мкгн*; L_2 — 0,34 *мкгн* (отвод от $^2/_3$ обмотки); L_3 — 0,15 *мкгн* (отвод от $^1/_4$ обмотки), L_4 — 0,2 *мкгн*. L_5 — 0,5 *мкгн* (намотка в два провода); L_6 и L_7 — по 15 *мкгн*.

В блоке УКВ, собранном по типовой схеме, показанной на рис 9-30, антенна УКВ диапазона в виде полуволнового одиночного или петлевого вибратора соединяется со входом приемника посредством согласованного с антенной фидерного кабеля. Выход фидера согласуется со входом приемника посредством трансформатора, образуемого катушками L_1 и L_2. Контур входной цепи C_1L_2 имеет постоянную настройку на среднюю частоту диапазона. Полоса пропускания входной цепи равна ширине диапазона, так что неравномерность передачи напряжения при приеме на разных частотах диапазона не превышает 3 *дб*.

С целью получения минимального уровня собственных шумов используется каскад усиления радиочастоты с триодом (левая половина лампы 6Н3П). Для компенсации вредной обратной связи через емкость $C_{с.а}$ (между сеткой и анодом триода) используется схема с заземленной промежуточной точкой входного контура, в этой схеме верхняя и нижняя части катушки L_2, параллельно включенные конденсатор C_3 и выходная емкость триода $C_{вых}$, а также емкость $C_{с.а}$ образуют сбалансированный мост. При этом входной и выходной контуры усилителя радиочастоты включены в разные диагонали этого моста.

Второй (правый) триод лампы 6Н3П служит одновременно гетеродином и смесителем преобразователя частоты. Конденсаторы C_7, C_8, C_9 и C_{10} и катушка L_4 образуют контур гетеродина. Обратная связь гетеродина создается катушкой L_5, индуктивно связанной с катушкой L_4. Радиосигнал с выхода усилителя подается на вход преобразователя частоты через конденсатор C_{11}.

Для устранения нежелательной связи выходного контура усилителя радиочастоты $C_4C_5C_6L_3$ с контуром гетеродина служит сбалансированная мостовая схема, образуемая двумя плечами катушки L_5, конденсатором C_{12} и входной емкостью преобразовательного триода $C_{вх}$. При этом напряжение радиосигнала, возникающее на выходном контуре усилителя радиочастоты, и напряжение гетеродина, возникающее на катушке L_5, действуют на разных диагоналях этого моста.

Для компенсации отрицательной обратной связи по промежуточной частоте через емкость $C_{с.а}$ преобразовательной лампы используется сбалансированный мост; образуемый конденсаторами C_{13}, C_{14} и включенной параллельно им выходной емкостью преобразовательного триода $C_{вых}$, конденсаторами C_{15} и C_{11} и емкостью $C_{с.а}$. Незначительный разбаланс этого моста приводит к перекомпенсации отрицательной обратной связи, т. е. к созданию положительной обратной связи по промежуточной частоте, которая несколько увеличивает усиление.

Расчет входного блока

Коэффициент усиления преобразовательного каскада при компенсации обратной связи по промежуточной частоте

$$K_{п.ч} = 0{,}25SR_к \frac{\beta}{1+\beta^2},$$

где S — крутизна преобразовательного триода, соответствующая режиму усиления, *ма/в*;

$R_к$ — эквивалентное резонансное сопротивление контура промежуточной частоты, *ком*;

β — обобщенный коэффициент связи контуров промежуточной частоты.

Условие компенсации обратной связи по промежуточной частоте:

$$\frac{C_{13}+C_{14}+C_{вых}}{C_{15}} = \frac{C_{с.а}}{C_{11}}.$$

Перекомпенсация достигается уменьшением емкости конденсатора C_{15} по сравнению с емкостью, определяемой условием компенсации.

Элементы контура усилителя радиочастоты и гетеродина рассчитываются по формулам для расчета контуров в поддиапазонах с растянутыми шкалами. Катушка обратной связи гетеродина L_5 и ее связь с контуром, а также сопротивление (1, 0) подбираются экспериментально для получения надежной генерации.

Максимальное усиление усилителя радиочастоты, достигаемое при согласовании его с нагрузкой,

$$K_{у.р.ч.\,макс} \approx \frac{1}{2} S \sqrt{R_i R_{вх.п.ч}},$$

где S — крутизна триода усилителя, *ма/в*;

R_i — его внутреннее сопротивление, *ком*;

$R_{вх.п.ч} = k/f^2_{ср}$ — входное сопротивление триодного преобразователя частоты, *ком*;

$f_{ср}$ — средняя частота принимаемого диапазона, *Мгц*;

k — табличный коэффициент, служащий для определения входного сопротивления преобразовательного триода, *ком·Мгц*^{2} (для 6Н3П $k = 30\,000$).

Затухание контура усилителя радиочастоты с учетом шунтирующего влияния ламп в режиме согласования (на средней частоте диапазона)

$$d = 2\left(d_к + \frac{10^3}{6{,}28 f_{ср} C R_i}\right),$$

где $d_к \approx 0{,}01$ — собственное затухание контура;

$C = C_6 + \frac{C_4C_5}{C_4+C_5} + C_р$ — полная емкость контура на средней частоте диапазона, *пф*;

R_i — внутреннее сопротивление триода усилителя радиочастоты, *ком*.

Согласование достигается, если коэффициент трансформации напряжения от анода лампы усилителя до сетки лампы преобразователя

$$m_с = \sqrt{\frac{R_i}{R_{вх.п.ч}}}.$$

Практически это значение коэффициента трансформации обеспечивается подбором такого положения отвода от катушки L_3, при котором усиление высокочастотного блока получается максимальным.

При желании уменьшить результирующее затухание, т. е. улучшить избирательность за счет проигрыша в усилении, необходимо уменьшить коэффициент трансформации m по сравнению с его значением $m_с$ при согласовании, для чего следует опускать отвод к нижнему концу катушки L_3. При этом изменения результирующего затухания и усиления связаны соотношениями:

$$K_{у.р.ч} = K_{у.р.ч.макс} \frac{2a}{1+a^2};$$

$$d = \left(d_к + \frac{10^3}{6{,}28 f_{ср} C R_i}\right)(1+a^2),$$

где

$$a = \frac{m}{m_с} < 1.$$

Расчет ослабления приема на зеркальной частоте и частоте, равной промежуточной, производится так же, как и для радиочастотных усилителей на длинных, средних и коротких волнах.

Для получения устойчивой генерации емкость конденсатора C_{12} выбирается порядка 2—7 *пф*. Баланс моста, устраняющий связь контуров усилителя радиочастоты и гетеродина, обеспечивается выбором положения отвода на катушке L_5 (грубо) и регулируется емкостью C_{12} (точно). Признаком баланса является отсутствие переменного напряжения на аноде лампы усилителя радиочастоты при генерирующем гетеродине.

Компенсация обратной связи в усилителе радиочастоты достигается таким подбором положения отвода на катушке L_2, при котором переменное напряжение, поданное на землю и анод лампы усилителя радиочастоты от сигнал-генератора, не вызывает напряжения на концах катушки L_2. Приблизительно отвод должен делить катушку в отношении, равном:

$$p = \frac{C_{с.а}}{C_3 + C_{вых}}.$$

Целесообразно выбирать конденсатор C_3 такой величины, чтобы

$$p \approx 0{,}25 \div 0{,}3.$$

Затухание входной цепи, необходимое для того, чтобы принимаемый диапазон укладывался в ее полосу пропускания,

$$d = \frac{f_{макс} - f_{мин}}{f_{ср}},$$

где $f_{макс}$, $f_{мин}$ и $f_{ср}$ — крайние и средняя частоты диапазона.

Затухание контура, нагруженного входом лампы (в режиме согласования),

$$d' = \frac{1}{2} d.$$

Для получения такого затухания полная емкость (в пикофарадах) входного контура $C = C_1 + C_{вх} + C_р$ должна быть равна:

$$C = \frac{10^3}{(d' - d_к) 6{,}28 f_{ср} R_{вх}},$$

где $f_{ср}$ — средняя частота диапазона, *Мгц*;
$d_к \approx 0{,}01$ — собственное затухание контура;
$R_{вх}$ — входное сопротивление усилителя радиочастоты, *ком*,

$$R_{вх} = \frac{1}{\frac{f^2_{ср}}{k} + pS},$$

где k — табличный коэффициент, *ком·Мгц*²;
S — крутизна усилительного триода, *ма/в*.

Емкость контурного конденсатора

$$C_1 = C - C_{вх} - C_р,$$

где $C_{вх}$ — входная емкость усилительного триода, *пф*;
$C_р = 3 \div 5$ *пф* — распределенная емкость катушки и монтажа.

Индуктивность (в микрогенри) контурной катушки

$$L_2 = \frac{2{,}53 \cdot 104}{f^2_{ср} C}.$$

Индуктивность (в микрогенри) катушки связи

$$L_1 = \frac{W}{6{,}28 f_{ср}},$$

где W — волновое сопротивление антенного фидера, выбираемое из условия согласования его с антенной (для простого вибратора $W = 75$ *ом*, а для петлевого $W = 300$ *ом*).

Коэффициент связи катушек L_1 и L_2

$$K_с = \sqrt{d},$$

а соответствующая взаимоиндуктивность (в микрогенри)

$$M = K_с \sqrt{L_1 L_2}.$$

Коэффициент передачи напряжения входной цепи на частоте $f_{ср}$

$$K_{в.ц} = \frac{1}{\sqrt{W\left(6{,}28 f_{ср} d_к C \cdot 10^{-6} + \frac{10^{-3}}{R_{вх}}\right)}}.$$

Общий коэффициент усиления высокочастотного блока

$$K_{вч.б} = K_{в.ц} K_{у.р.ч} K_{п.ч}.$$

Общий коэффициент усиления до входа ведущей лампы детектора отношений или лампы ограничителя амплитуды

$$K = K_{вч.б} K_{у.п.ч}.$$

Коэффициент шума входного блока достигает минимума, равного

$$Ш_{мин} \approx 1 + 2 \sqrt{5 \frac{R_ш}{K} f^2_{ср}},$$

где $R_ш$ — шумовое сопротивление (в килоомах) триода усилителя радиочастоты (для 6Н3П $R_ш = 0{,}5$ *ком*) при оптимальном значении

$$p_{опт} \approx \frac{2}{S} \sqrt{\frac{f^2_{ср}}{K}\left(2S + \frac{f^2_{ср}}{K}\right)}.$$

Электродвижущая сила (в микровольтах) собственных шумов в цепи антенны

$$E_ш = 4 \cdot 10^{-3} \sqrt{WШП},$$

где $П = 2\ (100 \div 125) = 200 \div 250$ *кгц* — ширина полосы пропускания усилителя промежуточной частоты.

При пятикратном превышении сигнала над шумом э. д. с. минимального сигнала в цепи антенны $E_с = 5E_ш$. Напряжение минимального сигнала на входе ведущей лампы детектора равно $E_с K$. Эта величина должна составлять 0,05—0,1 *в* в случае детектора отношений и 1—3 *в* — в случае детектора с ограничителем амплитуды. Если напряжение сигнала получается меньшим, то необходимо добавить каскад усиления промежуточной частоты.

Входной блок с индуктивной настройкой

Этот вариант схемы (рис. 9-31) входного блока УКВ диапазона построен на основе принципов типовой схемы, но отличается использованием индуктивной настройки

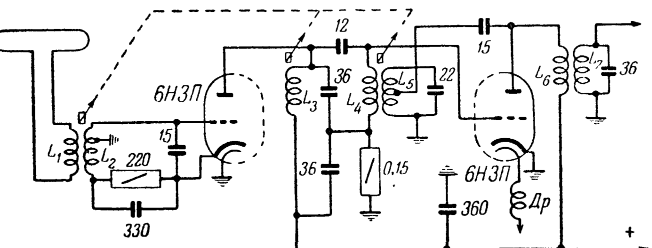


Рис. 9-31. Схема входного блока для диапазона УКВ с индуктивной настройкой.

контуров вместо емкостной. Такая система позволяет настраивать на частоту принимаемого сигнала не только контуры гетеродина и усилителя радиочастоты, но также контур входной цепи, благодаря чему его затухание можно делать меньшим, полосу пропускания — более узкой, а коэффициент передачи напряжения — более высоким.

9-20. ДЕТЕКТОРЫ ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИИ

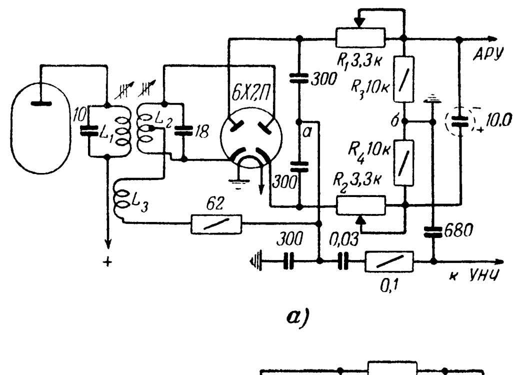
В приемниках ЧМ наибольшее применение находит детектор отношений (дробный детектор), который, кроме детектирования частотно-модулированного сигнала, производит еще эффективное подавление амплитудной модуляции (происходящей со звуковыми частотами) при работе предыдущей лампы в усилительном режиме и напряжении сигнала на ее управляющей сетке 0,05—0,1 *в*.

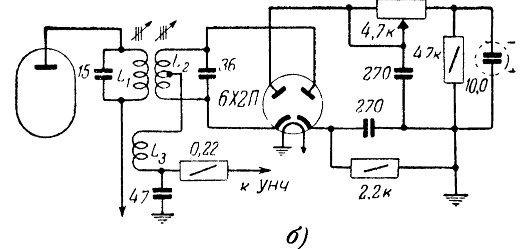
При использовании детектора отношений громкость приема пропорциональна средней амплитуде принимаемого сигнала, вследствие чего приемники с такими детекторами часто имеют систему АРУ.

Схемы детекторов отношений подразделяются на симметричные (относительно земли) (рис. 9-32, *а*) и несимметричные (рис. 9-32, *б*). Первые проще в налаживании, но требуют дополнительных деталей и развивают вдвое меньшее напряжение АРУ.

Для нормальной работы детектора важно, чтобы половины обмотки катушки L_2 были электрически симметричны. Поэтому они наматываются двумя сложенными вместе проводами.

При налаживании симметричной схемы на вход подают напряжение промежуточной частоты и высокоомным вольтметром измеряют напряжение на сопротивлении R_3. Контуры настраивают до получения максимума напряжения. Затем включают вольтметр между точками *а* и *б* и подстраивают вторичный контур до получения нуле-





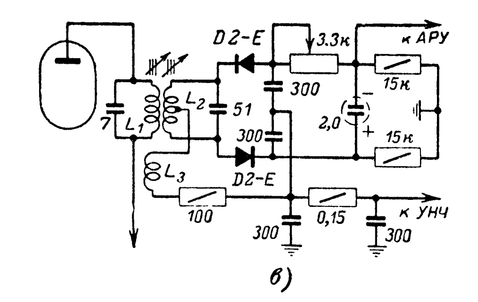


Рис. 9-32. Схемы детекторов отношений.

а — симметричная; *б* — несимметричная; *в* — на германиевых диодах.

вого напряжения. После этого изменяют частоту сигнала в обе стороны и снимают зависимость напряжения между точками *а* и *б* от расстройки. Эта зависимость должна быть линейной в пределах ±75—100 *кгц*. Ее линейность (и симметричность) регулируется изменением величин сопротивлений R_1 и R_2.

При налаживании несимметричной схемы параллельно сопротивлению (47 *к*) присоединяют временный делитель из двух равных сопротивлений по 0,5—1 *Мом*, после чего производят регулировку, как и в случае симметричной схемы.

В этих схемах часто применяют полупроводниковые диоды.

Расчет детектора отношений (симметричного)

Емкости контуров $C_к$ выбирают порядка 15—50 *пф* (с учетом выходной емкости предыдущей лампы и входной емкости диодов).

Исходя из условия настройки контуров на промежуточную частоту $f_{пр}$ (в килогерцах), определяют индуктивности L_1 и L_2 (в микрогенри):

$$L = \frac{2{,}53\cdot 10^{10}}{f_{пр}^2 C_к}.$$

Характеристики первичного и вторичного контуров (в килоомах) определяют по формуле

$$\varrho = 6{,}28 L f_{пр}\cdot 10^{-6}.$$

Усредненное затухание контуров

$$d = 4\frac{\Delta f}{f_{пр}},$$

где Δf — наибольшая расстройка, соответствующая границе линейного участка детекторной характеристики, равная максимальной девиации частоты (75 *кгц*) плюс запас на нестабильность (15—25 *кгц*).

Затухание первичного и вторичного контуров в нагруженном состоянии

$$d_1 = 0{,}8d;\quad d_2 = 1{,}25d.$$

Сопротивление нагрузки детектора (в килоомах)

$$R = R_1 + R_3 = R_2 + R_4 = \frac{8}{3}\cdot\frac{\varrho^2}{d_2}.$$

Индуктивность катушки (в микрогенри)

$$L_3 = \frac{L_1}{10 k_{1\text{-}3}^2},$$

где $k_{1\text{-}3} = 0{,}7$—$0{,}8$ — коэффициент связи катушек L_1 и L_3.

Коэффициент связи катушек L_1 и L_2

$$K_{1\text{-}2} = \frac{1}{2}d.$$

Амплитуда выходного напряжения (в вольтах) при наибольшей девиации частоты, равной 75 *кгц*,

$$U_{m\,вых} \approx 0{,}075\frac{75}{\Delta f d} S \varrho_1 U_{вх},$$

где S — крутизна предыдущей лампы, *ма/в*;

$U_{вх}$ — напряжение на входе предыдущей лампы, известное из расчета высокочастотного тракта.

Емкость для подавления АМ (в микрофарадах)

$$C > \frac{200}{R_3 + R_4}.$$

Несимметричная схема рассчитывается в том же порядке, но сопротивление нагрузки берется равным $2R$.

Пример расчета

Дано: $f_{пр} = 8{,}4$ *Мгц* = 8 400 *кгц*; $S = 4{,}5$ *ма/в*;

$\Delta f = 100$ *кгц*.

Выбираем емкость первичного контура 20 *пф* и вторичного 30 *пф*.

Определяем:

$$L_1 = \frac{2{,}53\cdot 10^{10}}{8\,400^2\cdot 20} = 18 \text{ мкгн};\quad L_2 = \frac{2{,}53\cdot 10^{10}}{8\,400^2\cdot 30} = 12 \text{ мкгн};$$

$$\varrho_1 = 6{,}28\cdot 18\cdot 8\,400\cdot 10^{-6} \approx 1 \text{ ком};$$

$$\varrho_2 = 6{,}28\cdot 12\cdot 8\,400\cdot 10^{-6} = 0{,}63 \text{ ком};$$

$$d = 4 \cdot \frac{100}{8\,400} = 0{,}048; \quad d_1 = 0{,}8 \cdot 0{,}048 = 0{,}037;$$

$$d_2 = 1{,}25 \cdot 0{,}048 = 0{,}06;$$

$$R = R_1 + R_3 = R_2 + R_4 = \frac{8}{3} \cdot \frac{0{,}63}{0{,}05} = 28 \text{ ком}.$$

Для симметрирования схемы принимаем $R_1 = R_2 = 3{,}3$ *ком*. Тогда

$$R_3 = R_4 = 28 - 3{,}3 \approx 25 \text{ ком}; \quad L_3 = \frac{18}{10 \cdot 0{,}7^2} = 3{,}6 \text{ мкгн};$$

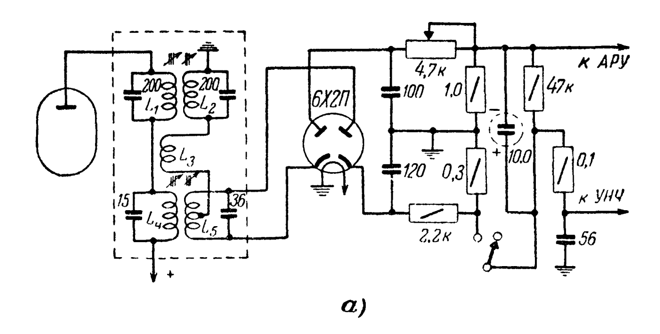
$$K_{1\text{-}2} = \frac{1}{2} 0{,}048 = 2{,}4\%;$$

$$U_{m\text{вых}} \approx 0{,}075 \cdot \frac{75}{100} 4{,}5 \cdot 1 \cdot \frac{1}{0{,}048} \times U_{\text{вх}} \approx 5U_{\text{вх}};$$

$$C > \frac{200}{25 + 25} = 4 \text{ мкф}.$$

Комбинированный детектор ЧМ и АМ

Схема комбинированного детектора, приведенная на рис. 9-33, в зависимости от положения переключателя может действовать либо как детектор отношений для ЧМ сигнала, поступающего с выхода нижнего (на схеме) полосового фильтра, либо как детектор АМ сигнала, поступающего с выхода верхнего полосового фильтра.



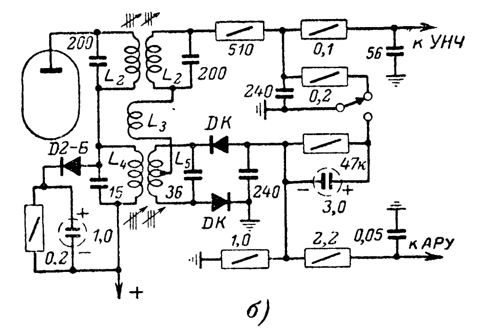


Рис. 9-33. Схема комбинированного детектора ЧМ и АМ.

а — на лампе; *б* — на германиевых диодах. Положение переключателя соответствует детектированию АМ сигнала.

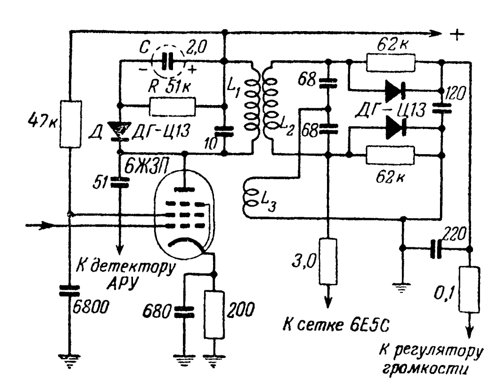


Рис 9-34. Схема частотного детектора с ограничителем (ДRC), подавляющим паразитную АМ модуляцию при напряжении сигнала на входе 0,1—0,2 *в*.

На рис. 9-34 показана схема частотного детектора на полупроводниковых диодах и с ограничителем паразитной модуляции.

9-21. ПОДАВЛЕНИЕ ПОМЕХ И ШУМОВ

Зачастую прием радиостанций сопровождается помехами или шумами. Многие помехи, например от систем зажигания двигателей внутреннего сгорания, трамваев или троллейбусов и т. п., носят импульсный характер и обладают короткой продолжительностью при большой амплитуде, превышающей амплитуду полезного сигнала Шумы от атмосферных помех обычно сопутствуют приему дальних или маломощных радиостанций, а также слышны при перестройке приемника с одной радиостанции на другую.

Подавители помех

Схемы подавителей помех, приведенные на рис. 9-35, предназначены для ограничения амплитуды помехи до уровня амплитуды полезного сигнала или выключения приема на время действия импульса помехи

Такие ограничители работают достаточно эффективно, когда импульсы помех редки. При частых следованиях импульсов помех эффективность подавления их заметно снижается.

Изображенная на рис. 9-35, *а* схема последовательного подавителя помех срезает как помеху, так и полезные сигналы, уровень которых превышает уровень 40% модуляции, и тем вносит искажения в звучание. Однако уровень, на котором происходит срезание помех, можно изменять, меняя соотношения между сопротивлениями R_1, R_2 и R_3, R_4 Такой подавитель помех наиболее часто применяют в приемниках, предназначенных для радиотелефонии.

Схема параллельного подавителя помех представлена на рис. 9-35, *б*. Здесь уровень порога ограничения устанавливается также автоматически, но уже на уровне 100%-ной модуляции. Это обстоятельство позволяет получить неискаженный прием радиостанций за счет несколько менее эффективного ослабления помех. Повысить эффективность работы этой схемы можно изменением соотношения между сопротивлениями R_1 и R_2. При этом, правда несколько возрастут искажения передачи при наиболее сильных звуках.

Комбинированная схема подавителя помех показана на рис. 9-35, *в*. Она представляет собой комбинацию первых двух схем и отличается эффективностью работы.

Как и в предыдущей схеме, ограничение помех происходит на уровне 100%-ной модуляции. На рис. 9-35, *г* приведена аналогичная схема подавителя помех, работающего на полупроводниковых диодах.

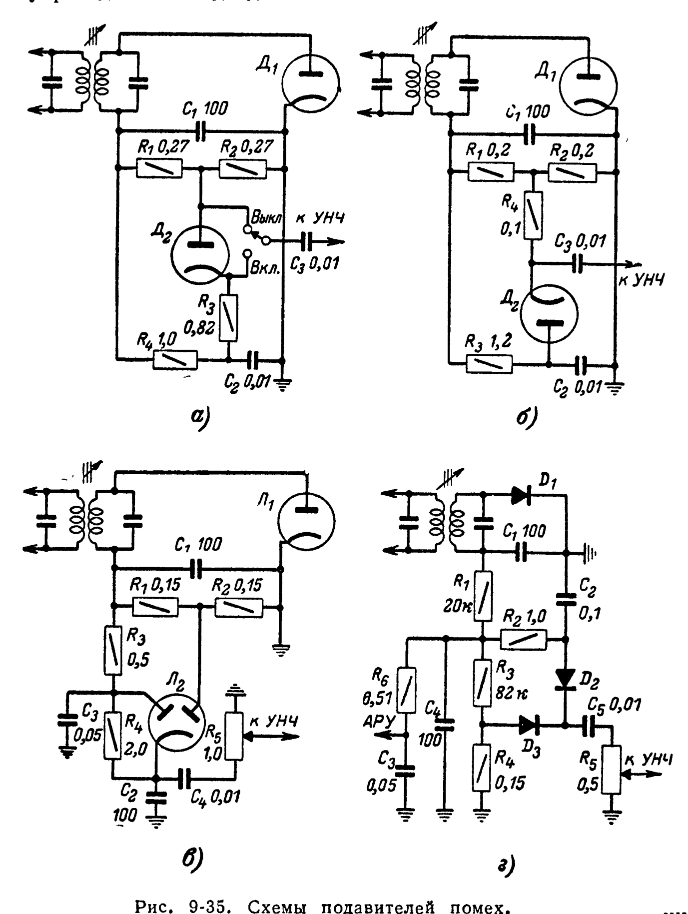


Рис. 9-35. Схемы подавителей помех.

а — последовательная; *б* — параллельная; *в* — комбинированная; *г* — на германиевых диодах.

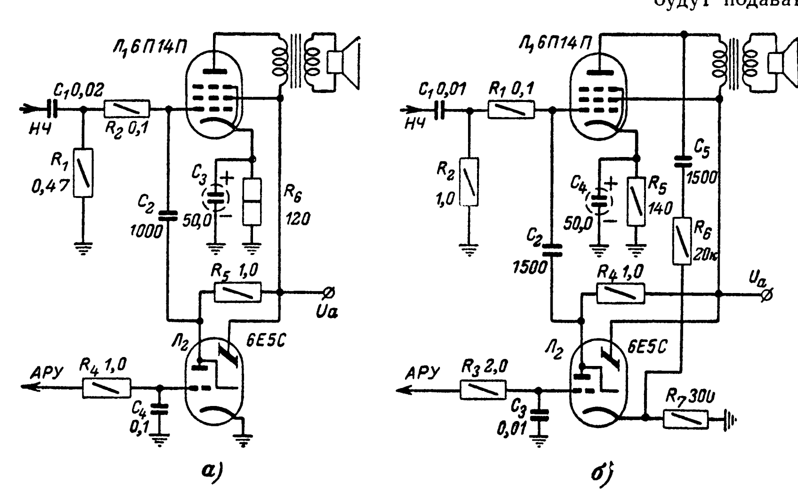


Рис. 9-36. Схемы подавителей шумов на лампе типа 6Е5С.

а — простая схема; *б* — сложная схема с фильтром нижних частот.

Подавители шумов

Принцип работы большинства схем подавителей шумов основан на том, что при отсутствии сигнала или при очень малой его величине резко снижается усиление отдельных каскадов либо резко сужается полоса пропускания, чем повышается реальная чувствительность приемника.

Одна из простейших схем подавления шумов показана на рис. 9-36, *а*. Уменьшение воздействия шумов здесь достигается за счет резкого ослабления усиления верхних звуковых частот (на 12—15 *дб*). При отсутствии сигнала напряжение на управляющей сетке лампы 6Е5С равно нулю, внутреннее сопротивление ее оказывается небольшим и конденсатор C_2 блокирует управляющую сетку оконечной лампы, срезая верхние звуковые частоты. При приеме достаточно мощной радиостанции из цепи АРУ на сетку лампы 6Е5С поступает отрицательное напряжение. По мере его нарастания внутреннее сопротивление лампы $Л_2$ возрастает, уменьшая блокирующее действие конденсатора C_2 и выравнивая частотную характеристику приемника

Другая аналогичная схема подавителя шумов приведена на рис. 9-36, *б*. Она отличается от предыдущей лишь тем, что в цепь катода лампы 6Е5С через фильтр нижних частот подается часть выходного напряжения. Этим достигается большая крутизна спада частотной характеристики, а подбором величин фильтра можно установить граничную частоту, с которой начинается спад.

Схема подавителя шумов, представленная на рис. 9-37, *а*, работает несколько иначе. Здесь в качестве подавителя шумов использован один из диодов лампы 6Г3П. При отсутствии сигнала на нагрузке частотного детектора или малой его величине на диод лампы $Л_2$ через сопротивление R_8 подается небольшое положительное напряжение, снимаемое с катода оконечной лампы $Л_3$. В этом случае внутреннее сопротивление диода будет невелико, и конденсатор C_5 оказывается соединенным с шасси, блокируя тем самым вход усилителя низкой частоты и срезая верхние звуковые частоты. По мере увеличения сигнала на нагрузке частотного детектора будет развиваться отрицательное напряжение, которое через сопротивление R_5 также подводится к диоду — подавителю шумов. Таким образом, на ограничивающий диод одновременно будут подаваться два различных напряжения: одно (положительное) с катода оконечной лампы и другое (отрицательное) с нагрузки частотного детектора. Наличие этого отрицательного напряжения будет компенсировать подводимое к диоду положительное напряжение, постепенно увеличивая внутреннее сопротивление диода и уменьшая действие конденсатора C_5. Когда же отрицательное напряжение станет равным или несколько большим положительного напряжения, диод полностью запрется, его внутреннее сопротивление резко возрастет и блокирующее действие конденсатора C_5 сведется к минимуму. Это и позволит низкочастотному тракту приемника усиливать весь спектр частот, что особенно благоприятно при прослушивании местных или мощных радиостанций, развивающих большую напряженность поля в месте приема.

Аналогичная схема подавителя шумов показана на рис. 9-37, *б*. В ней также использована лампа типа 6Г3П, но в отличие от предыдущей схемы триодная часть лампы

работает не предварительным усилителем низкой частоты, а выполняет функцию подавителя шумов. В этой схеме триодная часть лампы представляет собой каскад с реактивной обратной связью, фазирующая ветвь которого состоит из сопротивлений R_3, R_4 и конденсаторов C_3, C_6. Таким образом, триодная часть лампы играет роль пере-

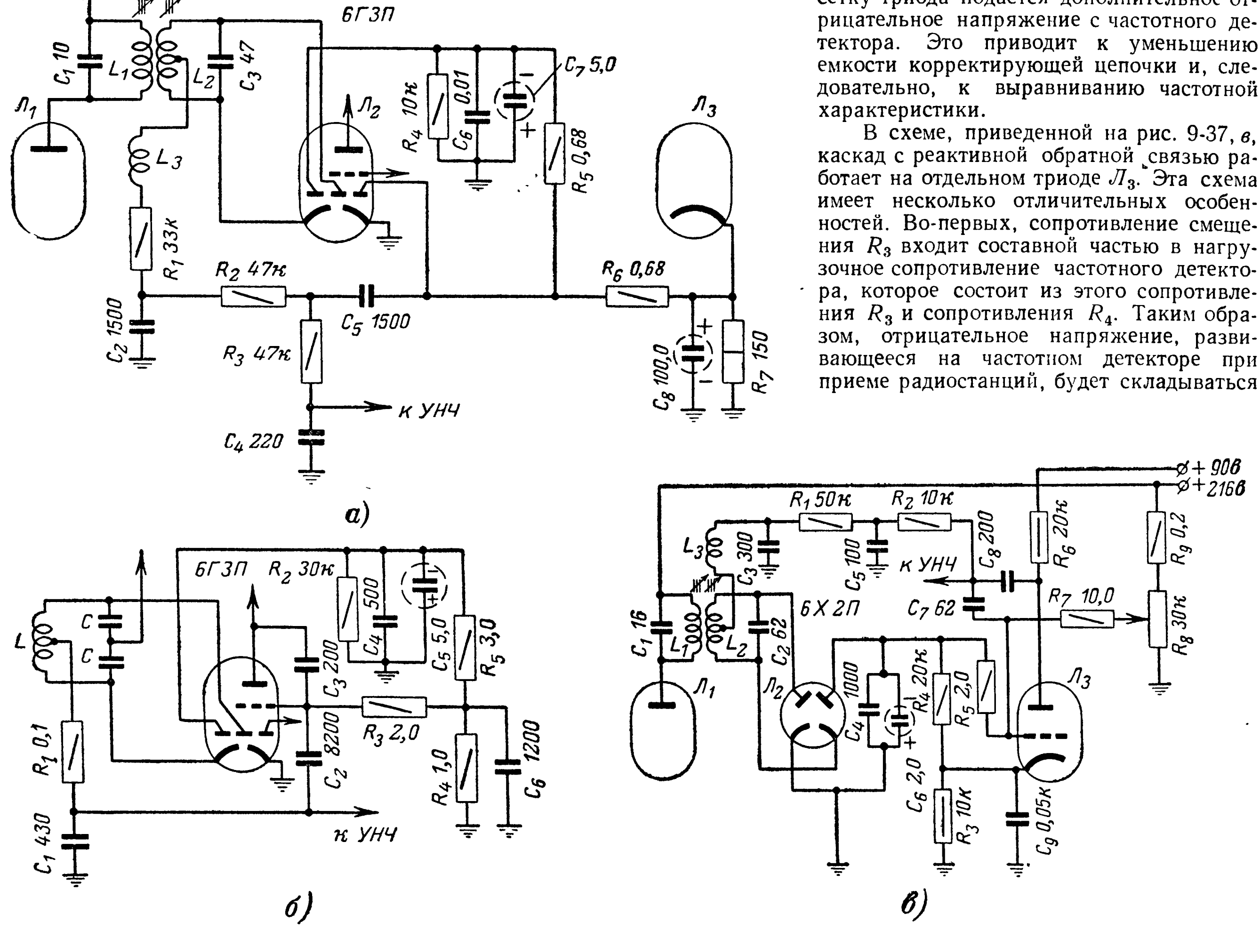


Рис. 9-37. Схемы подавителей шумов.
а — с диодным ограничителем; *б* и *в* — с реактивной лампой.

менной емкости. Величина ее зависит от отрицательного напряжения на управляющей сетке, частично получающегося за счет тока сетки, частично поступающего через сопротивление R_5 с нагрузки частотного детектора. Одновременно эта переменная емкость вместе с конденсатором C_1 и сопротивлением R_1 представляет собой цепочку ослабления верхних звуковых частот.

В том случае, когда напряженность поля принимаемой радиостанции мала, отрицательное напряжение смещения, получающееся только за счет тока сетки, невелико и емкость корректирующей цепочки оказывается максимальной, что приводит к значительному ослаблению усиления верхних звуковых частот. При настройке на местную или мощную радиостанцию на управляющую сетку триода подается дополнительное отрицательное напряжение с частотного детектора. Это приводит к уменьшению емкости корректирующей цепочки и, следовательно, к выравниванию частотной характеристики.

В схеме, приведенной на рис. 9-37, *в*, каскад с реактивной обратной связью работает на отдельном триоде $Л_3$. Эта схема имеет несколько отличительных особенностей. Во-первых, сопротивление смещения R_3 входит составной частью в нагрузочное сопротивление частотного детектора, которое состоит из этого сопротивления R_3 и сопротивления R_4. Таким образом, отрицательное напряжение, развивающееся на частотном детекторе при приеме радиостанций, будет складываться с напряжением смещения. Во-вторых, в схему введен потенциометр R_8, с которого снимается положительное напряжение на управляющую сетку лампы $Л_3$. Регулируя его, можно изменять величину положительного напряжения на сетке лампы, а отсюда и тот минимум, при котором частотная характеристика усилителя низкой частоты полностью восстанавливается.

ГЛАВА ДЕСЯТАЯ

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ И ИХ ПРИМЕНЕНИЕ

10-1. ФИЗИЧЕСКИЕ ПРИНЦИПЫ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ

Полупроводники

К полупроводникам относится обширная группа веществ (как химических элементов, так и их соединений), отличающихся тем, что их электропроводность сильно зависит от внешних воздействий, таких, как нагревание, освещение, радиоактивное облучение, от наличия дефектов в структуре данного образца и имеет существенную величину при комнатной температуре. При температурах, близких к абсолютному нулю, чистые монокристаллы полупроводников перестают заметно проводить электрический ток и по существу становятся изоляторами. По мере повышения температуры электропроводность полупроводников возрастает и при достаточно высоких температурах может сравняться с электропроводностью проводников. Эти явления объясняются тем, что в отсутствие тепловых и других энергетических воздействий правильная кристаллическая структура полупроводника связана с закономерным размещением всех элементарных частиц, обладающих электрическими зарядами, в определенных местах кристаллической решетки. Сообщение же некоторой энергии извне может освобождать определенные электрически заряженные частицы из их связей с кристаллической решеткой, причем высвобожденные частицы могут переносить электрический заряд через объем кристалла.

Наиболее важным в современной технике является класс электронных полупроводников. Это вещества, у которых под влиянием теплового или других видов возбуждения высвобождаются электроны. Таковы широко применяемые в настоящее время элементы германий (Ge) и кремний (Si).

Квантовая механика и зонная теория доказывают, что при переходе электрона из связанного состояния в свободное его энергия возрастает скачком и для осуществления этого перехода необходимо, чтобы кванты возбуждающей энергии были больше определенной характерной для данного полупроводника величины. Энергия, требуемая для отрыва электрона, называется энергией ионизации или шириной запрещенной зоны (E_g). Для германия $E_g = 0{,}72$ *эв*, для кремния $E_g = 1{,}12$ *эв*.

Собственная проводимость

Электропроводность чистых кристаллов полупроводников обусловлена как наличием определенного числа освобожденных действием данной температуры электронов, так и проявлением дырочного механизма электропроводности. В тех местах кристаллической решетки, из которых были высвобождены электроны, образуются «дырки» — нескомпенсированные положительные заряды ионов. В такую дырку может перескочить находящийся рядом связанный электрон, вследствие чего дырка перемещается на новое место. Таким образом, подвижностью обладают и перешедшие в свободное состояние электроны и оставленные ими дырки, которые принято рассматривать как положительно заряженные подвижные частицы.

Подвижность μ носителей электричества оценивают той скоростью v, с которой они перемещаются в направлении электрического поля E, когда $E = 1$ *в/см*,

$$\mu\left(\frac{см^2}{в\cdot сек}\right) = \frac{v\left(\frac{см}{сек}\right)}{E\left(\frac{в}{см}\right)}.$$

В германии подвижность дырок $\mu_p = 1\,900$ *см²/сек·в*, а электронов $\mu_n = 3\,900$ *см²/сек·в*. В кремнии обе величины примерно в 3 раза меньше.

Концентрации свободных электронов n и дырок p в чистом кристалле полупроводника при отсутствии других возбуждающих факторов равны между собой и однозначно связаны с температурой, при которой находится данный кристалл,

$$n = p = n_i = AT^{3/2}e^{-\frac{E_g}{2kT}},$$

где n_i — «собственная» концентрация носителей, $1/см^3$;

A — постоянная, равная для германия $9{,}7\cdot 50^{15}$, для кремния $3{,}9\cdot 10^{15}$;

T — абсолютная температура;

$e \approx 2{,}72$ — основание натуральных логарифмов;

$k \approx 1{,}38\cdot 10^{16}$ *эрг/град* — постоянная Больцмана.

При комнатной температуре (290° К) для германия $n_i \approx 2{,}5\cdot 10^{13}$ $1/см^3$. Несмотря на большое абсолютное значение величины n_i, количество ионизованных атомов чрезвычайно мало: один носитель приходится примерно на 10^9 атомов. В кремнии концентрация носителей еще на несколько порядков меньше.

Концентрация носителей и их подвижности определяют электропроводность полупроводника. Удельная проводимость (объемная)

$$\sigma = q\,(n\mu_n + p\mu_p)\ [ом\cdot см]^{-1},$$

где q — заряд электрона, и для собственного полупроводника

$$\sigma_i = qn_i\,(\mu_n + \mu_p).$$

Она растет с повышением температуры по экспоненциальному закону в соответствии с выражением для n_i.

Примесная проводимость

Введение в полупроводник определенных примесей резко изменяет электропроводность полупроводника. Если атомы примеси имеют бо́льшее число валентных электронов, чем атомы исходного полупроводника, то при замещении примесными атомами отдельных атомов полупроводника остаются лишние электроны, которые легко переходят в свободное состояние и увеличивают электропроводность. Такие примеси называются донорными, а примесные полупроводники с увеличенным количеством свободных электронов ($n > p$) — электронными или n-типа.

Если примесные атомы имеют меньшее количество валентных электронов, чем исходный полупроводник, то, внедряясь в кристалл, для образования всех связей они легко отбирают от соседних автомов исходного полупроводника недостающие электроны, причем увеличивается концентрация дырок. Такие примеси называются акцепторными, а примесные полупроводники с увеличенным количеством дырок ($p > n$) — дырочными или p-типа

Германий и кремний являются четырехвалентными элементами, поэтому пятивалентные сурьма (Sb), мышьяк (As), фосфор (P) являются для них донорами, а трехвалентные индий (In), алюминий (Al), бор (B) — акцепторами.

Для ионизации примесных атомов обычно требуется значительно меньшая энергия (порядка 0,01—0,1 *эв*), чем для ионизации собственных атомов полупроводника (порядка 1 *эв*). Поэтому уже при комнатной температуре

практически все атомы примеси оказываются ионизованными, а концентрация носителей, возбужденных введением примеси, становится равной концентрации примесных атомов и может во много раз превышать собственную концентрацию n_i. Так, при введении всего лишь 0,0001% сурьмы в чистый германий (один атом Sb на 10^6 атомов Ge) концентрация дырок p, а вместе с ней и проводимость германия возрастают в 1 000 раз, ибо в собственном германии один носитель приходился на 10^9 атомов.

Увеличение концентрации одного типа носителей (например, дырок — p) сопровождается уменьшением во столько же раз концентрации носителей противоположного заряда (электронов — n). Таким образом, произведение концентраций pn в данном полупроводнике не зависит от содержания примесей и при данной температуре остается величиной постоянной:

$$pn = \text{const} = n_i^2.$$

Преобладающие носители в примесных полупроводниках (например, дырки в полупроводнике p-типа) называются основными, а носители противоположного знака (в данном случае электроны) — неосновными.

При повышении температуры увеличение концентрации носителей в примесных полупроводниках происходит в основном за счет увеличения числа неосновных носителей, так как все атомы примеси обычно ионизованы уже при комнатной температуре. При достаточно высоких температурах концентрация неосновных носителей может сравняться с концентрацией основных носителей. Тогда полупроводник потеряет признаки примесной проводимости и превратится в собственный полупроводник.

Чем выше концентрация примесей, т. е. чем ниже удельное сопротивление примесного полупроводника при нормальной температуре, тем выше та температура, при которой полупроводник превращается в собственный.

Электрические характеристики полупроводников

Кроме упоминавшейся выше удельной проводимости, к числу основных электрических характеристик полупроводников относят диффузионную длину и время жизни неравновесных носителей.

Как в собственных, так и в примесных полупроводниках концентрация носителей, обусловленная только температурой, при которой находится полупроводник, называется равновесной. Дополнительные же носители, создаваемые воздействием каких-либо возбуждающих факторов (освещением, радиоактивным облучением и др.), называются избыточными или неравновесными.

По прекращении действия возбуждающего фактора концентрация носителей убывает за счет рекомбинации избыточных носителей и стремится к равновесной. Темп рекомбинации оказывает большое влияние на частотные свойства полупроводниковых приборов, и для количественной оценки его введено понятие о времени жизни неравновесных носителей (τ). Время жизни τ оценивается интервалом, в течение которого число неравновесных носителей уменьшается в e раз (примерно на 63%). Полное восстановление равновесной концентрации происходит практически за время, равное 3τ.

Если неравновесные носители возбудить только в какой-либо одной части кристалла полупроводника, то благодаря диффузии эти носители начнут перемещаться в другие области кристалла, стремясь выравнять концентрацию носителей по всему объему. Однако ввиду ограниченного времени жизни, выходя за пределы области действия возбуждающего фактора, неравновесные носители начинают рекомбинировать, причем по мере удаления их концентрация все больше убывает. Расстояние, при прохождении которого концентрация неравновесных носителей убывает в e раз, называется диффузионной длиной ($L_д$).

Чем совершеннее структура кристалла, тем больше величины τ и $L_д$. У монокристаллов германия, идущих на изготовление современных транзисторов, τ и $L_д$ для неравновесных носителей достигают значений 1 000 *мксек* и 0,5 *см* соответственно.

Время жизни τ и диффузионная длина $L_д$ связаны соотношением

$$L_д = \sqrt{D\tau},$$

где D — коэффициент диффузии (*см²/сек*), в свою очередь связанный с подвижностью μ носителей данного знака соотношением Эйнштейна:

$$\frac{D}{\mu} = \frac{kT}{q}$$

(значения величин k, T и q прежние). В германии для дырок $D_p = 44$ *см²/сек*, для электронов $D_n = 88$ *см²/сек*. В кремнии соответственно $D_p = 10$ *см²/сек* и $D_n = 33$ *см²/сек*.

Следует отметить, что на эффективные значения τ, $L_д$ и D часто оказывают серьезное влияние конструктивные и технологические особенности, а также режимы использования полупроводниковых приборов.

Термосопротивления

В связи с тем, что количество носителей электрического заряда в полупроводниках сильно зависит от температуры, температурный коэффициент сопротивления полупроводников оказывается значительно больше, чем у металлических проводников. На этом основано изготовление из полупроводниковых материалов термосопротивлений (термисторов). На зависимости электрического сопротивления термистора от температуры (рис. 10-1) основано применение термисторов для контроля температуры и температурной компенсации.

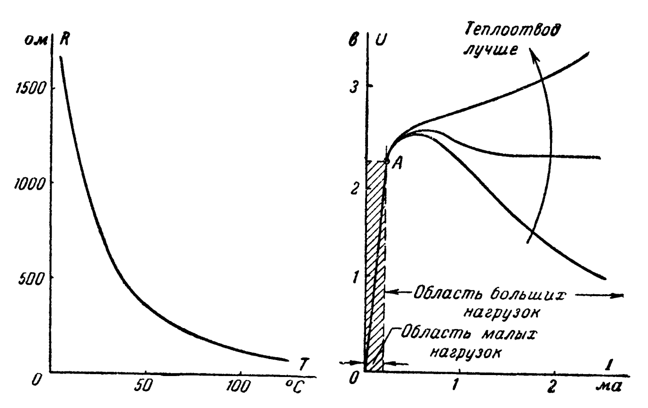


Рис. 10-1. Типичная зависимость электрического сопротивления полупроводникового термосопротивления от температуры.

Рис. 10-2. Вольт-амперные характеристики термосопротивления при различных условиях теплоотвода.

При прохождении через термистор электрического тока происходит нагревание термистора, в результате чего его сопротивление также уменьшается и становится нелинейным. Следует подчеркнуть, что в связи с тепловым механизмом возникновения нелинейность сопротивления у термисторов инерционная. Создавая различные условия теплоотдачи, определяемые конструкцией термистора, изготовляют термисторы с разнообразными вольт-амперными характеристиками в области больших нагрузок (рис 10-2), которые находят применение для целей стабилизации напряжения, защиты от перегрузки и пр.

Термосопротивления с косвенным подогревом включают в свою конструкцию специальный подогреватель. При этом собственно термистор, введенный в одну электрическую цепь, может изменять свое сопротивление, а значит, и ток в этой цепи в зависимости от силы тока, проходящего в другой цепи, в которую введен подогреватель. Такие термисторы применяются для целей телеуправления и для инерционных систем автоматического регулирования.

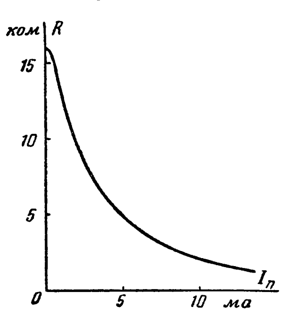


Рис. 10-3. Типичная зависимость электрического сопротивления полупроводникового термосопротивления с косвенным подогревом от тока в цепи подогревателя.

Типичная зависимость сопротивления термистора косвенного подогрева от тока подогревателя приведена на рис. 10-3.

Фотосопротивления

В основе действия фотосопротивлений лежит высвобождение носителей электрического заряда в объеме полупроводника под действием света. Сопротивление полупроводника уменьшается при освещении.

В связи с квантовым характером перехода электронов в свободное состояние эффект фотопроводимости возникает лишь при условии, что энергия светового кванта равна или больше ширины запрещенной зоны, т. е.

$$h\nu \geqslant E_g,$$

где $h \approx 6{,}62 \cdot 10^{-27}$ *эрг·сек* — постоянная Планка; ν — частота световых колебаний. Отсюда следует наличие красной границы эффекта фотопроводимости:

$$\lambda_{кр} = \frac{ch}{E_g},$$

где $c = 3 \cdot 10^{10}$ *см/сек* — скорость света; $\lambda_{кр}$ — наиболее длинная световая волна, вызывающая эффект фотопроводимости.

В зависимости от применяемого полупроводника получают фотосопротивления, обладающие различными спектральными характеристиками с максимумами в любой части электромагнитного спектра, от инфракрасных (тепловых) лучей до рентгеновых.

Чувствительность полупроводниковых фотосопротивлений прямо пропорциональна приложенному напряжению и в тысячи раз превышает чувствительность вакуумных фотоэлементов, достигая значений 1—10 *а/лм* при напряжениях 200—400 *в*.

Недостатком фотосопротивлений является заметная инерционность их: замедленное нарастание и особенно спадание тока при изменении освещенности, достигающее иногда 0,1 *сек*. Некоторым типам фотосопротивлений присуща заметная температурная зависимость фототока.

Основное применение полупроводниковые фотосопротивления находят в схемах фотореле и в качестве индикаторов различных излучений.

Электронно-дырочный переход

В основе работы обширного класса полупроводниковых приборов лежит использование электронно-дырочных переходов — границ раздела областей с противоположными типами проводимости (*p-n*-переходов).

В современных полупроводниковых приборах *p-n*-переходы создаются специальными технологическими приемами, целью которых является получение такого распределения примесей, что внутри одного и того же кристалла полупроводника образуются области типа *p* и *n*.

В связи с различной концентрацией электронов и дырок в этих областях через границу раздела происходит направленная диффузия электронов из *n*-области в *p*-область и дырок навстречу (рис. 10-4). При этом в *n*-области появляется положительно заряженный слой, а в *p*-области — отрицательно заряженный слой. Электрическое поле на границе этих слоев противодействует дальнейшей диффузии основных носителей тока через переход и создает устойчивый потенциальный барьер (неосновные носители увлекаются этим полем через переход, но вследствие их небольшой концентрации не препятствуют образованию барьера). Таким образом, *p-n*-переход характеризуется наличием пространственных зарядов по обеим сторонам от границы раздела *p*- и *n*-областей, наличием потенциального барьера, электрического поля и как следствие — электрической емкости.

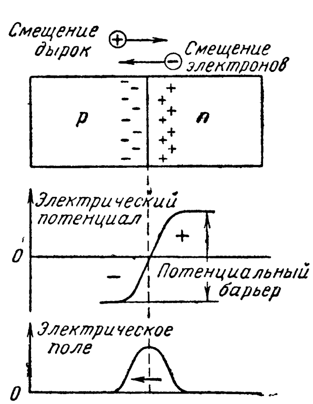


Рис. 10-4. Распределение электрических зарядов и электрического поля в области *p-n*-перехода.

Потенциальный барьер создает эффект односторонней проводимости, на чем основано действие полупроводниковых диодов — выпрямителей (рис. 10-5). При приложении обратного напряжения к *p-n*-переходу исходный потенциальный барьер еще более повышается и практически полностью запирает прохождение через *p-n*-переход основных носителей. Неосновные носители увлекаются тем же полем через переход, но их концентрация мала и их поток через *p-n*-переход не может создать больших токов; вследствие этого обратный ток у полупроводниковых диодов обычно измеряется единицами — десятками микроампер. При умеренных изменениях приложенного к переходу обратного напряжения обратный ток меняется слабо, так как уже при небольших напряжениях практически все неосновные носители движутся через переход. В прямом же направлении через *p-n*-переход могут проходить очень большие токи (сотни миллиампер — десятки ампер) при очень малых падениях напряжения (менее 1 *в*), ибо исходный потенциальный барьер невысок и для его снижения достаточны весьма низкие напряжения. Полупроводниковые диоды как элементы с односторонней проводимостью применяются в силовых выпрямителях, в качестве

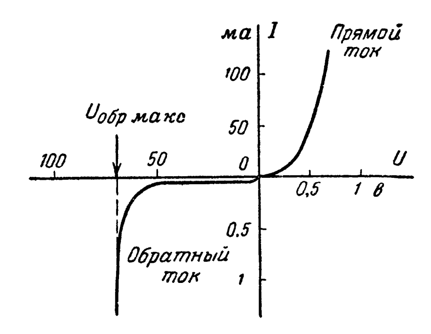


Рис. 10-5. Вольт-амперная характеристика *p-n*-перехода.

детекторов, преобразователей частоты, в импульсных схемах и др.

Электрическое поле, действующее в *p-n*-переходе, имеет такое направление, что оно захватывает неосновные носители и перебрасывает их в ту область, где они становятся основными. Если, освещая полупроводник вблизи *p-n*- перехода, возбудить некоторое количество пар электрон—дырка, то электроны, возбужденные в *p*-области, будут переброшены в *n*-область, а дырки, созданные в *n*-области, будут перенесены в *p*-область. В результате этого процесса между внешними выводами полупроводникового диода появляется фото-э. д. с. Фототок увеличивается при приложении к *p-n*-переходу обратного напряжения от внешнего источника.

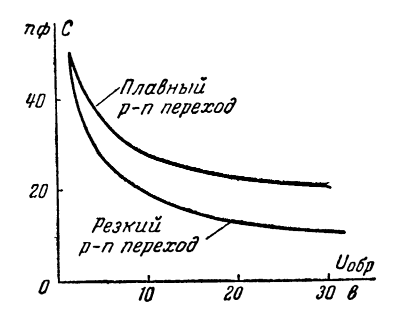


Рис. 10-6. Зависимость электрической емкости *p-n*-перехода от приложенного к нему обратного постоянного напряжения.

На этом принципе основано действие фотодиодов, которые уступают по чувствительности фотосопротивлениям, но зато обладают малой инерционностью и годны, например, для воспроизведения тонфильма.

По мере увеличения приложенного к *p-n* переходу обратного напряжения напряженность поля возрастает и при некотором значении обратного напряжения $U_{обр.\,макс}$. достигает пробивного значения, причем наблюдается лавинообразное нарастание обратного тока. Это явление используется в специальных типах полупроводниковых диодов (стабилитронах) для целей стабилизации напряжения.

Наконец, прикладывая большее или меньшее обратное напряжение, можно изменять высоту потенциального барьера и толщину объемных зарядов в районе *p-n*-перехода, вследствие чего будет изменяться электрическая емкость *p-n*-перехода. На этом основано применение полупроводниковых диодов для электрической настройки колебательных контуров, для осуществления частотной модуляции и автоподстройки частоты.

В зависимости от технологии изготовления *p-n*-переходов (см. § 10-2) емкость перехода (рис. 10-6) обратно пропорциональна либо корню второй степени (у резких *p-n*-переходов, получаемых методом сплавления), либо корню третьей степени из обратного напряжения (у плавных *p-n*-переходов, получаемых методами вытягивания или диффузии).

Плоскостной транзистор

Полупроводниковый триод или транзистор содержит в себе монокристаллическую пластинку полупроводника, в которой созданы два параллельных *p-n*-перехода (эмиттерный и коллекторный), причем толщина средней области (базы) делается достаточно малой (единицы — десятки микрон).

В соответствии с порядком чередования типов проводимости этих областей различают транзисторы типов *p-n-p* и *n-p-n*.

При нормальном включении через эмиттерный переход пропускают ток от внешнего источника в прямом направлении, а к коллекторному переходу прикладывают обратное напряжение (рис. 10-7). Область эмиттера в транзисторе типа *p-n-p* насыщается акцепторной примесью сильнее, чем базовая область донорной примесью. В результате этого прямой ток, проходящий через эмиттерный переход, состоит в основном из дырок ($I_{эр}$), впрыскиваемых со стороны эмиттера в базу, и лишь в малой мере из электронов ($I_{эn}$), переходящих из базы в эмиттер (рис. 10-8). Впрыскивание (инъекция) неосновных носителей в область базы — основная функция эмиттера. Эффективность эмиттера тем выше, чем большую часть эмиттерного тока составляют неосновные (для базовой области) носители. Применительно к рассматриваемому транзистору типа *p-n-p* эффективность эмиттера оценивается удельным весом дырочной составляющей эмиттерного тока:

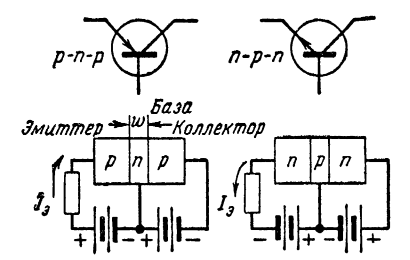


Рис. 10-7. Подача рабочих смещений на транзисторы *p-n-p* и *n-p-n*-типов.

$$\gamma = \frac{I_{эр}}{I_{эр} + I_{эn}} = \frac{I_{эр}}{I_э}.$$

Диффузионная теория дает для γ следующее выражение:

$$\gamma = \frac{1}{1 + \frac{\varrho_э w}{\varrho_б L_э}},$$

где $\varrho_э$ и $\varrho_б$ — соответственно удельные сопротивления областей эмиттера и базы; w — ширина базы; $L_э$ — диффузионная длина неосновных носителей (электронов) в эмиттере.

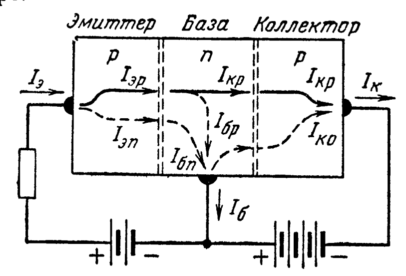


Рис. 10-8. Распределение токов в транзисторе *p-n-p*-типа.

Для достижения высокой эффективности эмиттера его сильно легируют примесью, чтобы получить $\varrho_э \ll \varrho_б$.

Впрыскиваемые эмиттером в базу дырки оказываются здесь неосновными и неравновесными носителями, а потому они немедленно вступают в два процесса: процесс диффузии, благодаря которому они стремятся равномерно распределиться по всему объему базы, и процесс рекомбинации с основными носителями — электронами.

В связи с тем, что толщина базы w делается малой, во всяком случае меньше диффузионной длины неравно-

весных дырок в базе ($L_б$), основная масса впрыснутых дырок успевает продиффундировать на всю толщину базы и, подходя к коллекторному переходу, подпадает под действие захватывающего их электрического поля, создаваемого приложенным к коллектору обратным напряжением. Это поле вызывает быстрый дрейф дырок через коллекторный *p-n*-переход в область коллектора, где они становятся основными носителями и беспрепятственно доходят до вывода коллектора. В месте омического контакта коллекторной области с металлическим выводом эти дырки компенсируются подходящими от внешнего источника электронами и таким образом создают в цепи коллектора полезный ток, перенесенный из цепи эмиттера.

Захватывание коллекторным переходом подошедших к нему дырок снижает их концентрацию в приколлекторной области базы и содействует поддержанию направленной диффузии следующих порций впрыскиваемых эмиттером дырок через базу к коллектору.

Для учета доли дырок, теряемых за счет рекомбинации в базовой области, пользуются коэффициентом переноса β:*

$$\beta = \frac{I_{кр}}{I_{эр}},$$

где $I_{кр}$ — дырочная составляющая коллекторного тока, обусловленная перенесенными через базу дырками.

Диффузионная теория дает следующее выражение коэффициента переноса:

$$\beta \approx 1 - \frac{1}{2}\left(\frac{w}{L_б}\right)^2,$$

откуда ясно видна необходимость малых толщин базы. Если бы рекомбинация в базе не происходила, то β равнялось бы единице. Реально β несколько меньше единицы (0,9—0,998).

Рекомбинировавшие в области базы дырки вызывают соответствующий приток электронов по проводу, присоединенному к базовой области ($I_{бр}$).

Отношение перенесенного от эмиттера к коллектору дырочного тока $I_{кр}$ к полному току эмиттера $I_э$ называется коэффициентом усиления по току в схеме с общей базой α. Для плоскостного транзистора

$$\alpha = \frac{I_{кр}}{I_э} = \beta\gamma$$

и в нормальных режимах всегда меньше единицы, хотя может достигать значений порядка 0,998.

На составляющую коллекторного тока $I_{кр}$, обусловленную переносом дырок от эмиттера, накладывается обратный ток коллекторного перехода $I_{к.о}$, ибо этот переход смещен в обратном направлении. Таким образом, полный ток коллектора определяется соотношением

$$I_к = \alpha I_э + I_{к.о}.$$

Ток базы при этом равен:

$$I_б = I_э - I_к = (1 - \alpha) I_э - I_{к.о}.$$

Когда эмиттер отключен ($I_э = 0$),

$$I_к = - I_б = I_{к.о}.$$

Ввиду малости значений $I_{к.о}$ и близости α к единице ток базы обычно мал (в 10—100 раз меньше тока коллектора), однако при повышении температуры резко возрастает концентрация равновесных неосновных носителей, что приводит к пропорциональному увеличению обратного тока коллектора $I_{к.о}$. Повышение температуры на каждые 10° С вызывает увеличение $I_{к.о}$ примерно вдвое. В результате этого ток базы транзисторов отличается сильной зависимостью от температуры.

Усилительные свойства транзистора связаны с ускоряющим действием электрического поля в коллекторном переходе на захватываемые им дырки. Действительно, ток в цепи эмиттера создается под действием относительно низких напряжений, ибо эмиттерный переход смещен в прямом направлении и имеет низкое сопротивление (десятки ом). Транзистор же передает этот ток с коэффициентом α, близким к единице, в коллекторную цепь, которую можно питать значительно большим напряжением, ибо коллекторный переход смещается в обратном направлении.

Выходное сопротивление транзистора очень велико (до единиц мегом) и допускает включение больших нагрузочных сопротивлений.

Температурные свойства транзистора связаны с зависимостью электрических характеристик полупроводниковых материалов от температуры.

В связи с тем, что при некоторых высоких температурах примесные полупроводники превращаются в собственные, возможно пропадание *p-n*-переходов. Практически уже при более низких температурах в связи с повышением концентрации неосновных носителей становится затруднительной работа транзистора из-за резкого увеличения обратного тока коллектора.

Наконец, зависимость подвижностей, времени жизни и коэффициентов диффузии от температуры делает многие параметры транзистора температурнозависимыми.

Усилительные свойства транзистора ухудшаются с ростом частоты сигнала, что в основном определяется наиболее медленным процессом — диффузией неосновных носителей через базу. Кроме того, из-за различия в скоростях отдельных дырок, диффундирующих через базу, дырки, впрыснутые эмиттером в базу одновременно, достигают коллектора в разные моменты времени, что приводит к искажениям сигнала. Например при включении тока эмиттера фронт вызванного этим потока дырок по пути к коллектору размывается. Такое размывание тем больше, чем толще база. Для создания транзисторов, способных без искажения усиливать частоты до сотен мегагерц, приходится базу делать чрезвычайно тонкой — порядка 1 *мк*.

Для оценки частотных свойств транзисторов введен параметр, называемый предельной или граничной частотой усиления по току в схеме с общей базой — f_α. Это такая частота сигнала, при которой величина α для переменной составляющей тока уменьшается до 0,7 своего низкочастотного значения.

Теория дает следующее выражение параметра f_α для транзистора типа *p-n-p*:

$$f_\alpha = \frac{2{,}43 D_p}{2\pi w^2},$$

где D_p — коэффициент диффузии дырок в базе.

Кроме того, на частотных свойствах транзистора сказывается наличие емкости у коллекторного перехода, которая шунтирует цепь нагрузки, и объемного сопротивления базовой области, создающего как-бы сопротивление вывода базы. При включении транзистора по схеме с общей базой это сопротивление, будучи введенным в общий провод входной и выходной цепей, образует внутреннюю цепь обратной связи, особенно вредную на высоких частотах.

Все изложенное здесь на примере транзистора типа *p-n-p* в равной мере справедливо для транзисторов типа *n-p-n*, если полярности источников питания и направления токов заменить на обратные и взаимно поменять функции электронов и дырок.

* Символ β также часто применяют для обозначения другой характеристики транзистора — коэффициента усиления по току в схеме с общим эмиттером, который во избежание путаницы мы будем обозначать $h^э_{21}$ или h'_{21} (см. ниже).

Схемы включения с общей базой, с общим эмиттером и с общим коллектором

Различают три способа включения транзистора: с общей базой (ОБ), с общим эмиттером (ОЭ) и с общим коллектором (ОК) — в соответствии с тем, какой электрод является общим для входной и выходной цепей (рис. 10-9).

Описанный выше механизм работы транзистора дает представление о поведении его в схеме с ОБ.

Слишком большое различие между входным и выходным сопротивлениями транзистора в схеме с ОБ и отсутствие усиления по току ($\alpha < 1$) часто ограничивают возможности практического использования этого способа включения.

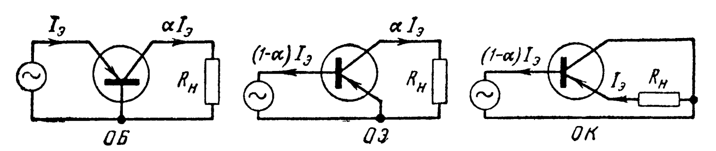


Рис. 10-9. Три схемы включения транзистора. Для упрощения цепи питания транзистора не изображены.

Наибольшее распространение находит схема включения транзистора с ОЭ. Поскольку здесь входным током является ток базы, составляющий малую часть тока эмиттера $(1-\alpha)I_э$, входное сопротивление оказывается в $\frac{1}{1-\alpha}$ раз выше, чем в схеме с ОБ. Одновременно появляется усиление по току, равное $\frac{\alpha}{1-\alpha}$. В отличие от схемы с ОБ в схеме с ОЭ транзистор меняет полярность усиливаемого сигнала.

Схема с ОК напоминает по своим свойствам катодный повторитель и часто именуется по аналогии эмиттерным повторителем. Поскольку все выходное напряжение здесь оказывается введенным в цепь эмиттерного перехода в противоположной входному сигналу полярности, эта схема характеризуется глубокой отрицательной обратной связью и не дает усиления по напряжению. Однако входное сопротивление транзистора в схеме с ОК получается наибольшим, а выходное — наименьшим в сравнении с предыдущими схемами, и эти качества иногда бывают очень ценными. Усиление по току в схеме с ОК максимальное и достигает величины $\frac{1}{1-\alpha}$.

Сравнительные характеристики схем включения транзисторов приведены в табл. 10-1.

Особенности точечного транзистора

Общий принцип действия точечного транзистора, несмотря на существенные конструктивные и технологические отличия, аналогичен изложенному выше принципу работы плоскостного транзистора. Характерным отличием точечного транзистора является использование эффекта размножения носителей в коллекторе, механизм которого до сих пор полностью не изучен. Этот эффект приводит к тому, что полезная составляющая коллекторного тока может в 2—3 раза превышать дырочный ток, перенесенный через базу от эмиттера (приращение тока коллектора происходит за счет соответствующего увеличения тока базы). При этом коэффициент усиления по току в схеме с общей базой превышает единицу и выражается соотношением

$$\alpha = \beta\gamma\alpha^*,$$

где α^* — коэффициент умножения коллектора.

Несмотря на возможность реализации с такими транзисторами ряда оригинальных схем (мультивибратора на одном транзисторе, двустороннего усилителя и др.), точечные транзисторы уже почти полностью вытеснены плоскостными, которые обладают серьезными преимуществами в отношении стабильности работы, шумовых свойств, допустимых мощностей и пр.

Транзисторы с $\alpha > 1$ удалось создать и в варианте плоскостной конструкции за счет особых режимов использования и за счет введения дополнительного *p-n*-перехода.

10-2. КОНСТРУКТИВНО-ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ РАЗНОВИДНОСТИ ТРАНЗИСТОРОВ

Точечные транзисторы

Точечный транзистор состоит из припаянной к латунному основанию пластинки монокристаллического *n*-германия, к наружной поверхности которой на близком

Таблица 10-1

Сравнительные характеристики схем включения транзисторов с ОБ, ОЭ и ОК

Характеристика схемы	Схема включения триода: с общей базой	с общим эмиттером	с общим коллектором
Входное сопротивление	Малое (30—100 *ом*)	Среднее (400—2 000 *ом*)	Большое (5—200 *ком*)
Выходное сопротивление	Большое (0,2—1 *Мом*)	Среднее (25—100 *ком*)	Малое (30—10 000 *ом*)
Усиление по току (при коротком замыкании выхода)	Отсутствует (около 1)	Примерно одинаковое (10—100)	
Усиление по напряжению	Примерно одинаковое (зависит от нагрузки и может доходить до 1 000—5 000)		Отсутствует (около 1)
Усиление по мощности при согласовании	Среднее (30 *дб*)	Большое (40 *дб*)	Малое (15 *дб*)
Усиление по мощности в многокаскадных усилителях на сопротивлениях	Отсутствует	Большое (25 *дб* на каскад)	Малое (до 30 *дб* на весь усилитель)

Средние числовые значения, указанные в таблице, соответствуют усилителям, работающим при малом уровне выходной мощности (не более единиц милливатт) в типичной рабочей точке (1 *ма* при 5—10 *в*).

расстоянии друг от друга (несколько десятков микрон) прижаты острия двух пружинок (рис. 10-10). Пружинка эмиттерного контакта изготавливается из сплава меди с бериллием, коллекторная — из фосфористой бронзы.

Образование *p-n*-переходов в местах контактов пружинок с полупроводником объясняется появлением тонкого поверхностного слоя с обратным типом проводимости. Для улучшения выпрямляющих свойств точечных контактов они в процессе изготовления транзистора подвергаются специальной электрической формовке путем пропускания большого обратного тока.

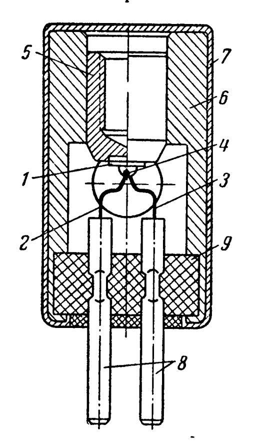


Рис. 10-10. Конструкция точечного транзистора.

1 — пластинка из германия *n*-типа (база); *2* — эмиттерная пружинка; *3* — коллекторная пружинка; *4* — защитная подмазка; *5* — кристаллодержатель; *6* — корпус; *7* — оболочка; *8* — выводы; *9* — изоляционная втулка.

Для повышения механической прочности и защиты контактов от загрязнений их покрывают специальным подмазочным веществом.

Точечные транзисторы обладают коэффициентом усиления по току $\alpha > 1$ (в среднем $\alpha = 2 \div 3$). В то же время им свойствен большой разброс электрических характеристик от одного экземпляра к другому, высокий уровень шумов, низкая механическая прочность. Кроме того, усилители на точечных транзисторах склонны к самовозбуждению, обеспечивают небольшое усиление мощности сигнала, не позволяют эффективно усиливать частоты выше 5—10 *Мгц* и обладают малой выходной мощностью. По мере усовершенствования плоскостных транзисторов все это привело к значительному сокращению выпуска и применения точечных транзисторов.

Плоскостные транзисторы

Существуют несколько разновидностей плоскостных транзисторов, которые принято классифицировать по принципу действия и технологии изготовления. По принципу действия различают транзисторы диффузионные, у которых движение неосновных носителей в области базы происходит только за счет диффузии, и дрейфовые, у которых это движение происходит также и за счет электрического поля. К диффузионным транзисторам относятся триоды, изготовляемые методом выращивания и методом сплавления, а также поверхностно-барьерные триоды. К дрейфовым транзисторам относятся триоды с двухслойной базой и триоды с неравномерным содержанием примеси вдоль базы. Последний вид триодов изготовляется методом диффузии примесей в базу и поэтому иногда называется диффузионным, хотя по принципу действия является дрейфовым.

Выращенные транзисторы. Выращенные из расплава или так называемые «тянутые» транзисторы явились первыми типами плоскостных диффузионных транзисторов. Монокристаллы полупроводника приготовляют путем вытягивания нарастающего на затравку кристалла из расплава данного вещества, находящегося при температуре, близкой к температуре затвердевания. Для образования в объеме вытягиваемого монокристалла *p-n*-переходов в расплав вводят соответствующие примеси. Сбрасывая нужные примеси в определенные моменты времени или изменяя скорость вытягивания монокристалла, удается получать чередующиеся области с различными типами проводимости. Изготовленный таким образом монокристалл разрезается затем на штабики сечением 1—2 *мм*^{2}, причем по длине каждого штабика размещаются три области с проводимостями *n*-, *p*- и *n*-типов. После шлифовки, припайки выводов, электролитической очистки и монтажа в соответствующем корпусе эти штабики становятся плоскостными транзисторами (рис. 10-11).

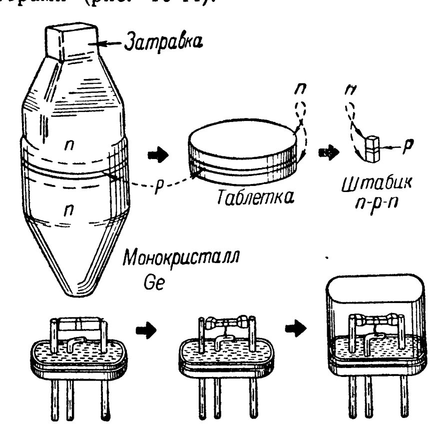


Рис. 10-11. Этапы изготовления и конструкция выращенного транзистора.

Сложным моментом изготовления тянутого транзистора является нахождение тонкой базовой области и припайка к ней вывода базы Базу тоньше 20 *мк* в рамках этой технологии получать очень трудно, поэтому частотный предел тянутых транзисторов ограничивается 5—10 *Мгц*.

Сплавные транзисторы. Наиболее распространенными сейчас являются диффузионные транзисторы, получаемые методом вплавления примесей в однородную монокристаллическую пластинку полупроводника (рис. 10-12). На пластинку, например, из *n*-германия с обеих сторон соосно накладываются две навески индия. Затем пластинка нагревается до температуры плавления индия, причем в индии растворяется прилегающий слой германия. При охлаждении происходит рекристаллизация германия, однако области, насыщенные индием, приобретают проводимость обратного знака (*p*-типа).

Рис. 10-12. Конструкция сплавного транзистора.

1 — вывод эмиттера; *2* — вывод базы; *3* — вывод коллектора; *4* — стеклянные изоляторы; *5* — фланец; *6* — колба; *7* — ленточная перемычка — «усик» эмиттера; *8* — эмиттерная навеска; *9* — кристаллодержатель; *10* — пластинка из германия; *11* — коллекторная навеска; *12* — ленточная перемычка — «усик» коллектора.

При такой технологии вывод базы делать легко, так как базовая область формируется в самой пластинке германия.

В связи с тем, что вывод базы образуется за счет припаивания кристаллодержателя к значительной поверхности пластинки полупроводника, получается хороший теплоотвод. Используя пластинки больших размеров, методом вплавления легко изготовляются транзисторы на повышенные мощности.

Однако для получения высокочастотных транзисторов надо с большой точностью выдерживать геометрию *p-n*-переходов, что требует тщательной отработки сборки и режимов вплавления. Практически в рамках сплавной техно-

логии получают транзисторы с предельными рабочими частотами до 30 *Мгц*.

Поверхностно-барьерные транзисторы. В целях дальнейшего повышения частотного предела диффузионных плоскостных транзисторов был разработан электрохимический способ их изготовления. Для получения весьма тонких и однородных по толщине базовых областей в пластинках германия вытравливаются струйным методом лунки, а затем путем электролитического осаждения на дно лунок наносятся тонкие поверхностные слои металла, служащие эмиттером и коллектором (рис. 10-13).

Рис. 10-13. Конструкция поверхностно-барьерного транзистора.

1 — вывод эмиттера; 2 — вывод базы; 3 — вывод коллектора; 4 — стеклянный изолятор; 5 — фланец; 6 — колба; 7 — «усик» эмиттера; 8 — пластинка из германия *n*-типа; 9 — металлизованный слой; 10 — «усик» коллектора.

Механизм образования *p-n*-переходов у таких транзисторов сходен с точечными транзисторами. Поверхностно-барьерные транзисторы получают на частоты до 60—80 *Мгц*.

Их недостатками являются малые допустимые мощности (до 10—15 *мвт*) и низкая электрическая прочность. Случайный кратковременный импульс большого тока или напряжения моментально выводит поверхностно-барьерный транзистор из строя.

Транзисторы с двухслойной базой. У рассмотренных выше диффузионных транзисторов в области базы отсутствует электрическое поле и движение неосновных носителей происходит лишь благодаря диффузии. Для ускорения движения неосновных носителей через базу, с целью повышения предельной рабочей частоты транзистора, необходимо, чтобы в области базы действовало электрическое поле, что достигается путем уменьшения концентрации примесей в приколлекторной части базовой области, при этом неосновные носители проходят через базу не только благодаря диффузии, но и вследствие их дрейфа в ускоряющем электрическом поле.

По сравнению с обычным транзистором, например, *p-n-p*-типа, в описываемом транзисторе приэмиттерная часть базы делается так же *n*-типа, а в приколлекторной части путем специальных технологических приемов создается собственная проводимость (*i*). Соответственно, такие транзисторы называют транзисторами *p-n-i-p*- и *n-p-i-n*-типа.

При одинаковой геометрии транзисторы с двухслойной базой обладают в 2—3 раза более высоким частотным пределом, чем обычные диффузионные. Кроме того, свойственное им расширение слоя объемного заряда коллекторного перехода приводит к уменьшению емкости коллектора и напряженности электрического поля в коллекторном переходе. Последнее обстоятельство содействует повышению допустимого обратного напряжения.

Принцип дрейфа неосновных носителей в области базы реализуется также у транзисторов с неравномерным содержанием примеси в базовой области (см. следующий тип).

Дрейфовые транзисторы с неравномерным содержанием примеси в области базы, изготовляемые методом диффузии примесей. Наиболее перспективной технологией, позволяющей создавать хорошие плоскопараллельные *p-n*-переходы, наиболее тонкие базовые области и использовать принцип дрейфа неосновных носителей в базе, в настоящее время является диффузионная технология транзисторов. На ее основе созданы транзисторы, пригодные для усиления и генерирования колебаний с частотами в сотни мегагерц. Она же открывает возможности существенного повышения мощности высокочастотных транзисторов.

Диффузионная технология основана на способности газообразных и жидких веществ проникать внутрь твердых тел. Это явление используется для введения через поверхность монокристаллической пластинки исходного полупроводника необходимых для создания *p-n*-переходов примесей. Процессы диффузии проводятся при повышенных температурах.

Эта технология отличается большим разнообразием практических вариантов.

10-3. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ТРАНЗИСТОРОВ

Статические характеристики

Статические характеристики выражают зависимость между постоянными напряжениями и токами, действующими в цепях электродов транзистора. В соответствии с тремя схемами включения транзистора различают статические характеристики транзистора в схемах с общей базой, с общим эмиттером и с общим коллектором. Наиболее употребительны первые две системы статических характеристик.

Входные характеристики транзистора в схеме с общей базой (рис. 10-14) показывают зависимость тока эмиттера $I_э$ от напряжения эмиттера относительно базы $U_{э.б}$.

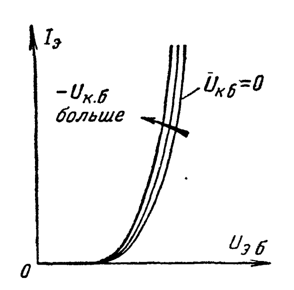


Рис. 10-14. Семейство входных статических характеристик транзистора в схеме с общей базой.

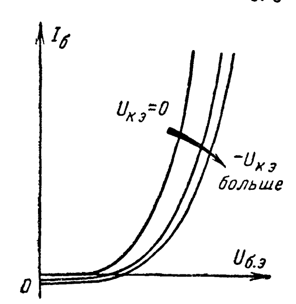


Рис. 10-15. Семейство входных статических характеристик транзистора в схеме с общим эмиттером.

Для различных напряжений на коллекторе $U_{к.б}$ входные характеристики отличаются слабо.

Входные характеристики транзистора в схеме с общим эмиттером (рис. 10-15) показывают зависимость тока базы $I_б$ от напряжения базы относительно эмиттера $U_{б.э}$. Отличие характеристик при разных напряжениях на коллекторе $U_{к.э}$ несколько больше, чем в схеме с общей базой.

Выходные или **коллекторные характеристики** транзистора в схеме с общей базой показывают зависимость тока коллектора $I_к$ от напряжения коллектора относительно базы $U_{к.б}$. Семейства выходных характеристик бывают двух типов: при фиксированных значениях тока эмиттера $I_э$ (рис. 10-16) и при фиксированных значениях напряжения на эмиттера $U_{э.б}$ (рис. 10-17). Характеристика семейства первого типа при $I_э = 0$ представляет собой зависимость обратного тока коллекторного перехода от приложенного к нему обратного напряжения.

Выходные характеристики транзистора в схеме с общим эмиттером показывают зависимость тока коллектора $I_к$ от напряжения коллектора относительно эмиттера ($U_{к.э}$)

при фиксированных значениях тока $I_б$ (рис. 10-18) или напряжения $U_{б.э}$ базы (рис. 10-19).

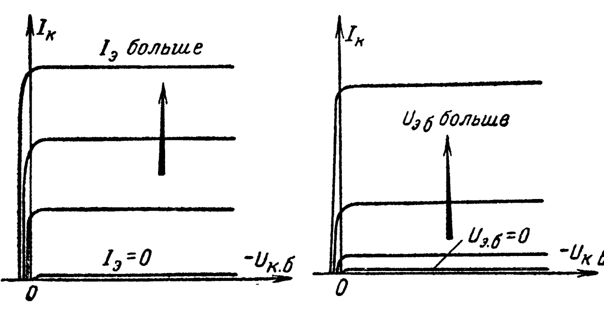


Рис. 10-16. Семейство выходных статических характеристик плоскостного транзистора в схеме с общей базой при параметре —ток эмиттера.

Рис. 10-17. Семейство выходных статических характеристик плоскостного транзистора в схеме с общей базой при параметре — напряжение эмиттера.

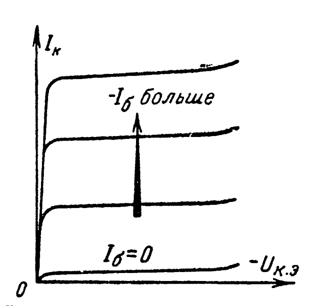


Рис. 10-18. Семейство выходных статических характеристик плоскостного транзистора в схеме с общим эмиттером при параметре — ток базы.

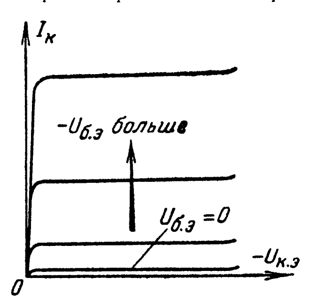


Рис. 10-19. Семейство выходных статических характеристик плоскостного транзистора в схеме с общим эмиттером при параметре— напряжение базы.

Характеристики прямой передачи или усиления транзистора в схеме с общей базой показывают зависимость тока коллектора $I_к$ от тока эмиттера $I_э$ (рис. 10-20) или

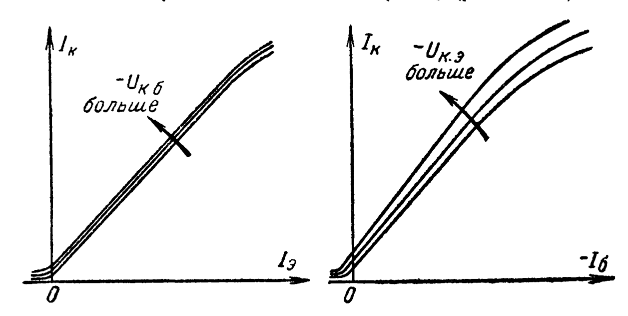


Рис. 10-20. Семейство статических характеристик усиления транзистора по току в схеме с общей базой.

Рис. 10-21. Семейство статических характеристик усиления транзистора по току в схеме с общим эмиттером.

напряжения эмиттера относительно базы $U_{э.б}$ при фиксированных значениях напряжения на коллекторе $U_{к.б}$.

Аналогичные характеристики для схемы с общим эмиттером показывают зависимость тока коллектора $I_к$ от тока базы $I_б$ (рис. 10-21) или напряжения базы относительно эмиттера $U_{б.э}$.

Характеристики обратной передачи или обратной связи транзистора в схеме с общей базой показывают зависимость напряжения эмиттера относительно базы $U_{э.б}$ от напряжения на коллекторе $U_{к б}$ при фиксированных значениях тока эмиттера $I_э$ (рис. 10-22).

Аналогичные характеристики для схемы с общим эмиттером показывают зависимость напряжения базы относительно эмиттера $U_{б.э}$ от напряжения на коллекторе $U_{к.э}$ при фиксированных токах базы $I_б$.

На рис. 10-14—10-22 представлены семейства перечисленных статических характеристик плоскостных транзисторов *р-п-р*-типа Характеристики плоскостных тран-

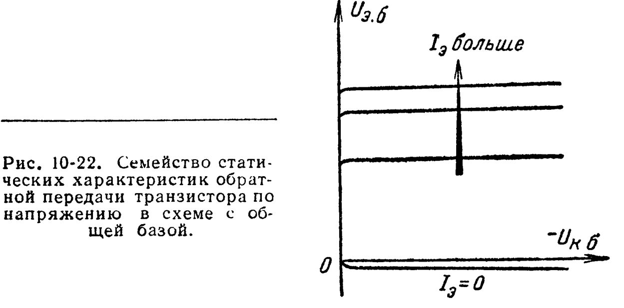


Рис. 10-22. Семейство статических характеристик обратной передачи транзистора по напряжению в схеме с общей базой.

зисторов *п-р-п*-типа аналогичны, но полярности всех напряжений и направления токов обратные. Статические характеристики точечных транзисторов существенно отличаются по форме от характеристик, плоскостных транзисторов.

Малосигнальные параметры четырехполюсника, эквивалентного транзистору

Если к транзистору подведено питание и этим задана определенная рабочая точка на его характеристиках, то при наложении на питающие токи малых переменных сигналов транзистор ведет себя в отношении этих сигналов как линейный элемент электрической цепи. На этом основано применение к транзистору методов теории линейных четырехполюсников, которые, таким образом, справедливы лишь при условии работы транзистора при достаточно малых уровнях сигналов.

Транзистор представляется при этом (рис. 10-23) как активный линейный четырехполюсник с короткозамкнутой стороной (один провод общий для входной и выходной пар полюсов).

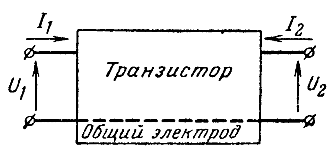


Рис. 10-23. Представление транзистора в виде четырехполюсника.

Напряжения и токи малых сигналов U_1, U_2, I_1, I_2, действующие во внешних цепях такого четырехполюсника, можно связать между собой различными системами уравнений. Наиболее употребительны следующие три системы:

$$\begin{cases} U_1 = z_{11}I_1 + z_{12}I_2; \\ U_2 = z_{21}I_1 + z_{22}I_2; \end{cases}$$

$$\begin{cases} I_1 = y_{11}U_1 + y_{12}U_2; \\ I_2 = y_{21}U_1 + y_{22}U_2; \end{cases}$$

$$\begin{cases} U_1 = h_{11}I_1 + h_{12}U_2; \\ I_2 = h_{21}I_1 + h_{22}U_2. \end{cases}$$

Коэффициенты этих систем уравнений (z_{ji}, y_{ji}, h_{ji}) отражают свойства данного четырехполюсника и образуют три системы малосигнальных параметров: параметры-сопротивления (z-параметры), параметры-проводимости (y-параметры) и смешанные или гибридные параметры (h-параметры) в соответствии с их размерностями.

При определении смысла этих параметров важными являются понятия о режимах холостого хода и короткого замыкания для переменных составляющих токов и напряжений.

Режимом холостого хода (х. х.) транзистора по входной или выходной цепи называется такой режим его работы, при котором в данной цепи отсутствует переменная составляющая тока, т. е. в цепи поддерживается постоянный ток, не зависящий от изменения токов или напряжений в других цепях. На практике это достигается введением в данную цепь большого сопротивления или большой индуктивности (холостой ход по переменному току).

В режиме холостого хода какой-либо цепи ток малого сигнала в этой цепи (I_1 или I_2) равен нулю.

В режиме короткого замыкания (к. з.), напротив, отсутствует переменная составляющая напряжения, т. е. поддерживается постоянное напряжение между соответствующими зажимами транзистора, что обычно достигается присоединением к ним источника питания с малым внутренним сопротивлением или блокированием этих зажимов конденсатором достаточной емкости (короткое замыкание по переменному току). При этом напряжение малого сигнала на данных зажимах (U_1 или U_2) равно нулю.

Параметры z_{11}, y_{11} и h_{11} характеризуют входное сопротивление транзистора при том или ином режиме выходной цепи:

$$z_{11} = \frac{U_1}{I_1} \text{ при } I_2 = 0 \text{ (х. х. выходной цепи);}$$

$$y_{11} = \frac{I_1}{U_1} \text{ при } U_2 = 0 \text{ (к. з. выходной цепи);}$$

$$h_{11} = \frac{U_1}{I_1} \text{ при } U_2 = 0 \text{ (к. з. выходной цепи).}$$

Параметры z_{12}, y_{12} и h_{12} характеризуют присущую транзистору внутреннюю обратную связь:

$$z_{12} = \frac{U_1}{I_2} \text{ при } I_1 = 0 \text{ (х. х. входной цепи);}$$

$$y_{12} = \frac{I_1}{U_2} \text{ при } U_1 = 0 \text{ (к. з. входной цепи);}$$

$$h_{12} = \frac{U_1}{U_2} \text{ при } I_1 = 0 \text{ (х. х. входной цепи).}$$

Параметры z_{21}, y_{21} и h_{21} характеризуют усилительные свойства транзистора:

$$z_{21} = \frac{U_2}{I_1} \text{ при } I_2 = 0 \text{ (х. х. выходной цепи);}$$

$$y_{21} = \frac{I_2}{U_1} \text{ при } U_2 = 0 \text{ (к. з. выходной цепи);}$$

$$h_{21} = \frac{I_2}{I_1} \text{ при } U_2 = 0 \text{ (к. з. выходной цепи).}$$

Наконец, параметры z_{22}, y_{22} и h_{22} характеризуют выходное сопротивление транзистора:

$$z_{22} = \frac{U_2}{I_2} \text{ при } I_1 = 0 \text{ (х. х. входной цепи);}$$

$$y_{22} = \frac{I_2}{U_2} \text{ при } U_1 = 0 \text{ (к. з. входной цепи);}$$

$$h_{22} = \frac{I_2}{U_2} \text{ при } I_1 = 0 \text{ (х. х. входной цепи).}$$

Четыре параметра каждой системы полностью описывают свойства транзистора в данном режиме, и при необходимости всегда может быть осуществлен однозначный переход от одной системы параметров к другой по следующим соотношениям:

$$z_{11} = \frac{y_{22}}{y_{11}y_{22} - y_{12}y_{21}} = \frac{h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21}}{h_{22}};$$

$$z_{12} = -\frac{y_{12}}{y_{11}y_{22} - y_{12}y_{21}} = \frac{h_{12}}{h_{22}};$$

$$z_{21} = -\frac{y_{21}}{y_{11}y_{22} - y_{12}y_{21}} = -\frac{h_{21}}{h_{22}};$$

$$z_{22} = \frac{y_{11}}{y_{11}y_{22} - y_{12}y_{21}} = \frac{1}{h_{22}};$$

$$y_{11} = \frac{z_{22}}{z_{11}z_{22} - z_{12}z_{21}} = \frac{1}{h_{11}};$$

$$y_{12} = -\frac{z_{12}}{z_{11}z_{22} - z_{12}z_{21}} = -\frac{h_{12}}{h_{11}};$$

$$y_{21} = -\frac{z_{21}}{z_{11}z_{22} - z_{12}z_{21}} = \frac{h_{21}}{h_{11}};$$

$$y_{22} = \frac{z_{11}}{z_{11}z_{22} - z_{12}z_{21}} = \frac{h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21}}{h_{11}};$$

$$h_{11} = \frac{z_{11}z_{22} - z_{12}z_{21}}{z_{22}} = \frac{1}{y_{11}};$$

$$h_{12} = \frac{z_{12}}{z_{22}} = -\frac{y_{12}}{y_{11}};$$

$$h_{21} = -\frac{z_{21}}{z_{22}} = \frac{y_{21}}{y_{11}};$$

$$h_{22} = \frac{1}{z_{22}} = \frac{y_{11}y_{22} - y_{12}y_{21}}{y_{11}}.$$

z-, y- и h-параметры принимают различные значения при изменении рабочей точки транзистора. Значения их для одного и того же транзистора зависят также от того, какой электрод использован в качестве общего. В связи с этим различают, например, h-параметры для схемы с общим эмиттером, h-параметры для схемы с общей базой и т. д.

Если известны четыре параметра одной системы для одной схемы включения транзистора, то всегда можно определить параметры этого транзистора в другой схеме включения.

Приближенные формулы перехода для наиболее распространенной системы параметров — h-параметров — имеют следующий вид:

$$h_{11}^{э} = \frac{h_{11}^{б}}{1 + h_{21}^{б}};$$

$$h_{12}^{э} = \frac{h_{11}^{б}h_{22}^{б}}{1 + h_{21}^{б}} - h_{12}^{б};$$

$$h_{21}^{э} = -\frac{h_{21}^{б}}{1 + h_{21}^{б}};$$

$$h_{22}^{э} = \frac{h_{22}^{б}}{1 + h_{21}^{б}};$$

$$h_{11}^{б} = \frac{h_{11}^{э}}{1 + h_{21}^{э}};$$

$$h_{12}^{б} = \frac{h_{11}^{э} h_{22}^{э}}{1 + h_{21}^{э}} - h_{12}^{э};$$

$$h_{21}^{б} = -\frac{h_{21}^{э}}{1 + h_{21}^{э}};$$

$$h_{22}^{б} = \frac{h_{22}^{э}}{1 + h_{21}^{э}};$$

$$h_{11}^{к} = \frac{h_{11}^{б}}{1 + h_{21}^{б}} = h_{11}^{э};$$

$$h_{12}^{к} = 1;$$

$$h_{21}^{к} = -\frac{1}{1 + h_{21}^{б}} = -\left(h_{21}^{э} + 1\right);$$

$$h_{22}^{к} = \frac{h_{22}^{б}}{1 + h_{21}^{б}} = h_{22}^{э}.$$

В этих формулах буквы б, э и к возле символов h-параметров обозначают, к какой схеме включения транзистора относится данный параметр (с общей базой, общим эмиттером или общим коллектором) [1].

Все четырехполюсниковые параметры при достаточно низких частотах сигнала выражаются вещественными числами, причем вместо букв z и y часто применяют буквы r и g соответственно. По мере же повышения частот между напряжениями и токами, действующими в цепях транзистора, возникают фазовые сдвиги и четырехполюсниковые параметры становятся комплексными величинами, зависящими от частоты сигнала.

При этом каждый параметр распадается на вещественную (активную) и мнимую (реактивную) составляющие, например:

$$y_{11} = g_{11} + jb_{11};$$

$$z_{11} = r_{11} + jx_{11}.$$

Наиболее употребительной для области высоких частот является система y-параметров, которые легче измеряются на высоких частотах. Реактивную составляющую каждого y-параметра обычно представляют в форме емкостной проводимости, например $b_{11} = \omega C_{11}$, причем каждый y-параметр записывается в форме

$$y_{11} = g_{11} + j\omega C_{11};$$

$$y_{12} = g_{12} + j\omega C_{12} \text{ и т. д.},$$

где ω — угловая частота.

В области высоких частот (которая в зависимости от типа транзистора начинается с частот 1 *кгц*—1 *Мгц*) и активная и реактивная составляющие зависят от частоты.

[1] Наряду с индексами б, э, к часто пользуются штрихами, причем параметры схемы с общей базой записывают без штрихов (h_{11}, h_{12}, y_{11} и т. д.), схемы с общим эмиттером — с одним штрихом (h'_{11}, h'_{12}, y'_{11} и т. д.), а схемы с общим коллектором — с двумя штрихами (h''_{11}, h''_{12}, y''_{11} и т. д.).

Полезные соотношения между четырехполюсниковыми параметрами транзистора:

$$z_{11}^{б} = z_{11}^{э}; \quad z_{22}^{э} = z_{22}^{к}; \quad z_{11}^{к} = z_{22}^{б};$$

$$y_{11}^{э} = y_{11}^{к}; \quad y_{22}^{б} = y_{22}^{э}; \quad y_{11}^{б} = y_{22}^{к};$$

$$h_{21}^{б} = -\alpha; \quad y_{11} z_{11} = y_{22} z_{22}.$$

Последняя формула, в которой параметры даны без индексов схемы включения, справедлива для любой схемы при условии, что все входящие в нее параметры относятся к одной и той же схеме включения.

Использование четырехполюсниковых параметров позволяет рассчитывать некоторые схемы с транзисторами при помощи хорошо развитого математического аппарата теории линейных четырехполюсников, не обращая серьезного внимания на физические процессы, управляющие работой транзистора.

Эквивалентные схемы транзисторов

Для более наглядного представления электрических свойств транзистора и для расчета схем с транзисторами обычными методами находят широкое применение разнообразные эквивалентные схемы. Все эквивалентные схемы транзисторов можно разделить на две группы: схемы замещения четырехполюсника, носящие формальный характер, и «естественные» эквивалентные схемы транзисторов, моделирующие происходящие в них физические процессы.

Структурные элементы схем замещения не отражают определенных физических свойств и процессов, происходящих в транзисторе. Такие схемы наиболее просты и содержат обычно лишь четыре элемента, но эти элементы оказываются частотно-зависимыми, и требуется знание их значений на рабочей частоте рассчитываемого каскада.

«Естественные» эквивалентные схемы содержат шесть-семь и более элементов, но каждый из них отражает определенные стороны физических процессов в транзисторе, что позволяет предвидеть закономерные изменения свойств транзистора при различных рабочих режимах. Кроме того, значения элементов «естественных» схем, как правило, не зависят от частоты.

Схемы замещения представляют собой эквивалентные схемы, построенные так, чтобы они соответствовали приведенным выше уравнениям четырехполюсника. Это схемы для z-, y- и h-параметров (рис. 10-24). Каждая из них включает в себя по два сопротивления или проводимости и по два генератора напряжения или тока. Элементы этих схем представляют собой соответствующие системы параметров четырехполюсника. Различные способы включения транзистора (с общей базой, с общим эмиттером или с общим коллектором) отображаются на таких схемах изменением величин их элементов, тогда как вид схемы и точки ее, служащие входом и выходом, не изменяются.

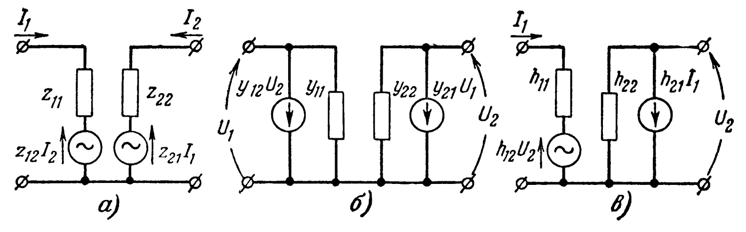


Рис. 10-24. Эквивалентные схемы транзистора, вытекающие из уравнений четырехполюсника.

а — в z-параметрах; *б* — в y-параметрах; *в* — в h-параметрах.

Промежуточное положение между схемами замещения и моделирующими занимает широко распространенная Т-образная эквивалентная схема (рис. 10-25), которая получена путем преобразования схемы замещения с z-параметрами при включении транзистора с общей базой. Ее элементы получили особые названия и часто указываются в качестве параметров транзистора: сопротивление эмиттера $r_э$, сопротивление базы $r_б$, сопротивление коллектора $r_к$ и коэффициент генератора тока a, близкий к α. Эти параметры однозначно связаны с четырехполюсниковыми параметрами транзистора при его включении с общей базой:

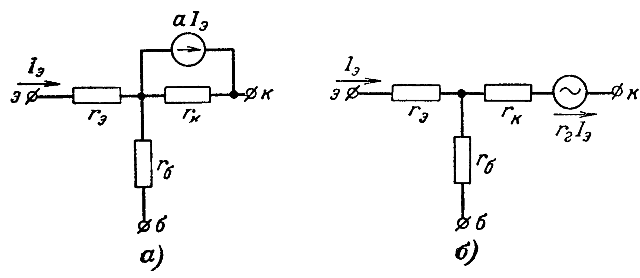


Рис. 10-25. Низкочастотные Т-образные эквивалентные схемы. a — с генератором тока; $б$ — с генератором напряжения.

$$r_э = z_{11} - z_{12} = h_{11} - \frac{h_{12}(1 + h_{21})}{h_{22}};$$

$$r_б = z_{12} = \frac{h_{12}}{h_{22}};$$

$$r_к = z_{22} - z_{12} = \frac{1 - h_{12}}{h_{22}} \approx z_{22} = \frac{1}{h_{22}};$$

$$a = \frac{z_{21} - z_{12}}{z_{22} - z_{12}} = -\frac{h_{21} + h_{12}}{1 - h_{12}} \approx \frac{z_{21}}{z_{22}} = -h_{21}.$$

В этих формулах z- и h-параметры относятся к схеме с общей базой.

Вариант Т-образной эквивалентной схемы с генератором напряжения $r_гI_э$ (рис. 10-25, $б$) отличается от предыдущей схемы только одним параметром

$$r_г = ar_к.$$

Т-образные эквивалентные схемы в основном применяются для описания свойств транзистора на низких частотах, пока его параметры (кроме a) не проявляют зависимости от частоты. Однако, заменяя активные сопротивления $r_э$, $r_б$ и $r_к$ на комплексные $z_э$, $z_б$ и $z_к$ или добавляя в схему конденсаторы, их иногда используют для расчета каскадов с транзисторами на повышенных частотах.

При использовании этих схем считают, что их элементы не зависят от способа включения транзистора, а для учета особенностей того или иного конкретного способа включения присоединяют источник сигнала и нагрузку к соответствующим данному включению зажимам этой схемы (например в схеме с общей базой нагрузка включается между коллектором и базой, а в схеме с общим эмиттером — между коллектором и эмиттером).

Естественные эквивалентные схемы имеют несколько отличный вид для транзисторов, различающихся по принципам работы, например для сплавного и дрейфового. Кроме того, естественная эквивалентная схема одного и того же транзистора может приобретать более или менее сложный вид в зависимости от того, насколько точно и широко требуется отразить его свойства. Элементы этих схем не зависят от способа включения транзистора, а особенности того или иного способа включения учитываются присоединением источника сигнала и нагрузки к тем точкам эквивалентной схемы, которые соответствуют данному способу включения.

Наиболее распространена семиэлементная эквивалентная схема, удовлетворительно отражающая свойства плоскостных транзисторов до частот порядка $(0{,}5 \div 0{,}7)\ f_\alpha$. На рис. 10-26 представлен вариант этой схемы, удобный для расчета каскадов с транзисторами, включенными по схеме с общим эмиттером.

Часть эквивалентной схемы, расположенная правее точки $б'$, представляет собой эквивалентную схему так называемой «одномерной [1] модели» транзистора, у которого область базы не обладает электрическим сопротивлением. Точку $б'$ называют внутренней базой в отличие от точки $б$ — внешнего вывода базы транзистора. Между этими точками включено сопротивление $r_{б'}$, характеризующее объемное сопротивление, действующее между активной частью базовой области транзистора и выводом базы. Величина $r_{б'}$ зависит от удельного сопротивления материала базы, ее геометрических размеров и постоянного тока в цепи базы.

Значение $r_{б'}$ не совпадает со значением параметра $r_б$ Т-образной низкочастотной эквивалентной схемы. Экспериментальное определение величины $r_{б'}$ может быть осуществлено только измерениями на высоких частотах. Поэтому объемное сопротивление базы $r_{б'}$ часто называют высокочастотным сопротивлением базы в отличие от низкочастотного параметра $r_б$.

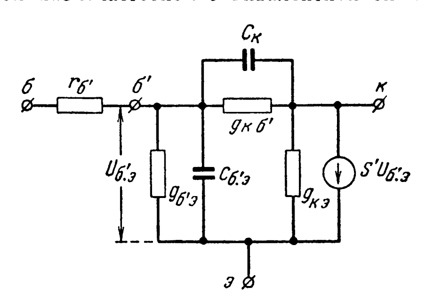


Рис. 10-26. Смешанная П-образная эквивалентная схема плоскостного транзистора, содержащая семь элементов.

Параллельно соединенные проводимость $g_{б'.э}$ и емкость $C_{б.э}$ характеризуют сопротивление эмиттерного перехода, обусловленное токами неосновных и основных носителей через него и той реакцией, которую оказывает на него диффузия носителей через область базы. Постоянная времени цепи $g_{б'.э} - C_{б'.э}$ определяет предельную частоту по току в схеме с общим эмиттером и однозначно связана с эффективным временем жизни неосновных носителей $\tau_{эфф}$:

$$\frac{C_{б'.э}}{g_{б'.э}} = \tau_{эфф}.$$

Элементы $g_{б'.к}$ и $C_к$ определяют свойственную транзистору внутреннюю обратную связь. Емкость $C_к$ по существу представляет собой емкость коллекторного перехода. Проводимость $g_{б'.к}$ связана с изменением условий диффу-

[1] Одномерной считают такую теоретическую модель транзистора, у которой процессы диффузии в базе описываются уравнением, содержащим лишь одну координату — расстояние вдоль линии, соединяющей эмиттер с базой.

зии неосновных носителей через базу при изменении потенциала коллектора из-за модуляции объемного заряда в приколлекторной области базы. Это же явление определяет величину выходного сопротивления транзистора, которое в данной эквивалентной схеме представлено проводимостью $g_{к.\,э}$.

Усилительные свойства транзистора, связанные в основном с дрейфом неосновных носителей через коллекторный переход, отражает генератор тока $S'U_{б'.э}$, включенный между выходными зажимами.

Следует отметить, что процессы диффузии носителей для точного их отображения требуют использования

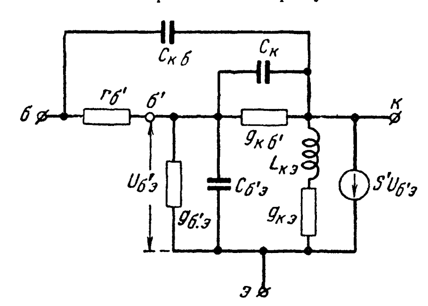


Рис. 10-27. Девятиэлементная П-образная эквивалентная схема плоскостного транзистора.

электрических цепей типа длинных линий с распределенными параметрами. Соответствующие точные эквивалентные схемы оказываются очень сложными для практических расчетов. Приведенная здесь семиэлементная эквивалентная схема с сосредоточенными параметрами, часто называемая смешанной П-образной, является в связи с этим приближенной и годится для расчетов на частотах до $(0{,}5 \div 0{,}7)\, f_\alpha$. Для повышения ее точности в области высших частот к ней добавляют два элемента (рис. 10-27): индуктивность $L_{к.э}$, которая уточняет выходную проводимость транзистора в соответствии с диффузионными процессами, и емкость $C_{к.б}$, которая учитывает паразитную емкость конструкции транзистора.

В табл. 10-2 приведены характерные значения параметров рассмотренных эквивалентных схем для некоторых типов транзисторов.

Таблица 10-2

Характерные значения параметров эквивалентных схем некоторых типов транзисторов

Параметр		Тип транзистора: П14	П12	П407
Схема с ОБ	r_{11}, *ом*	415	615	1 515
	r_{12}, *ом*	400	600	1 500
	r_{21}, *Мом*	1,2	1,75	1,48
	r_{22}, *Мом*	1,25	1,8	1,5
	g_{11}, *ммо*	32	30	30
	g_{12}, *мкмо*	—10	—10	—30
	g_{21}, *ммо*	—31	—29	—30
	g_{22}, *мкмо*	11	10	30
	h_{11}, *ом*	31	33	33
	h_{12}	$3{,}2\cdot10^{-4}$	$3{,}3\cdot10^{-4}$	$10\cdot10^{-4}$
	h_{21}	—0,96	—0,97	—0,988
	h_{22} *мкмо*	0,8	0,56	0,67
Схема с ОЭ	h_{11}, *ом*	775	1 100	2 750
	h_{12}	$3\cdot10^{-4}$	$2{,}8\cdot10^{-4}$	$8{,}3\cdot10^{-4}$
	h_{21}	24	32	82
	h_{22}, *мкмо*	20	18,5	55
Т-образная низкочастотная схема	$r_э$, *ом*	15	15	15
	$r_б$, *ом*	400	600	1 500
	$r_к$, *Мом*	1,25	1,8	1,5
	α	0,96	0,97	0,988
П-образная высокочастотная схема	$r_{б'}$, *ом*	40	70	100
	$g_{б'.э}$ *ммо*	1,36	0,97	0,38
	$g_{к.б'}$ *мкмо*	0,41	0,27	0,31
	$g_{к.э}$ *мкмо*	9,8	9,5	29
	S', *ма/в*	33	31	31
	$C_{б'.э}$, *пф*	3 500	880	250
	$C_к$, *пф*	35	15	12
	f_α, *Мгц*	1,4	7	25

Примечания: 1. Значения всех параметров приведены при напряжении на коллекторе — 5 *в* и токе эмиттера 1 *ма*.
2. Значения *r*-, *g*- и *h*-параметров относятся к области низких частот.

Предельные рабочие частоты транзистора

Для указания высокочастотных свойств транзисторов находят применение несколько специфических параметров, относящихся к классу предельных частот.

Граничная (или предельная) частота усиления по току в схеме с общей базой f_α, уже неоднократно упоминавшаяся выше, представляет собой частоту, на которой величина α снижается до 0,7 своего низкочастотного значения α_0. Для плоскостных транзисторов f_α обычно определяют просто при $\alpha = 0{,}7$ (так как $\alpha_0 \approx 1$).

Знание одной этой частоты не позволяет судить о том, на какой частоте транзистор способен обеспечивать усиление мощности сигнала или генерировать.

Максимальная частота генерации $f_{ген.\,макс}$ показывает, на какой максимальной частоте может работать генератор на транзисторе при условии оптимального подбора величины и фазы обратной связи.

У транзисторов, для которых справедлива смешанная П-образная эквивалентная схема, частота $f_{ген.\,макс}$ определяется соотношением

$$f_{ген.\,макс} \approx \sqrt{\frac{f_\alpha}{30\, r_{б'}\, C_к}},$$

где $f_{ген.\,макс}$ — в тысячах мегагерц; f_α — в мегагерцах; $r_{б'}$ — в омах, $C_к$ — в пикофарадах.

Для транзисторов с f_α до 3—5 *Мгц* значение $f_{ген.\,макс}$ в 2—3 раза превышает величину f_α, а для более высокочастотных ($f_\alpha = 20$ *Мгц* и выше) $f_{ген.\,макс}$ имеет тот же порядок, что и f_α, и даже может быть ниже f_α.

Максимальная частота генерирования одновременно является предельной частотой усиления мощности. На частоте $f_{ген.\,макс}$ коэффициент усиления по мощности K_P обращается в единицу (рис. 10-28).

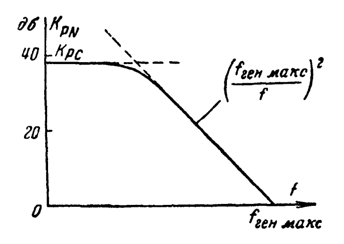


Рис. 10-28. Типичная зависимость коэффициента усиления по мощности от частоты в условиях согласования и нейтрализации внутренней обратной связи транзистора.

В области высших частот $f > 0{,}1 f_{ген.\,макс}$

коэффициент усиления по мощности нейтрализованного резонансного усилителя K_{PN} (см. стр. 219) приближенно равен:

$$K_{PN} = \frac{f^2_{\text{ген. макс}}}{f^2}.$$

Граничная (или предельная) частота усиления по току в схеме с общим эмиттером f_β имеет тот же смысл, что f_α, но для схемы с ОЭ.

Приближенно

$$f_\beta = \frac{1-\alpha}{1,21} \cdot f_\alpha$$

и для современных транзисторов имеет порядок десятков — сотен килогерц.

Как и f_α, эта частота непосредственно не определяет каких-либо частотных пределов применимости транзисторов. Однако она ограничивает ту область частот, в пределах которой можно пренебрегать частотной зависимостью параметров транзистора при включении его с общим эмиттером.

Начиная с частот порядка f_β, резонансный усилитель с плоскостным транзистором, включенным по схеме с общим эмиттером, может самовозбуждаться и требовать нейтрализации.

Коэффициент шума транзистора

Коэффициент шума $F_ш$ показывает, во сколько раз ухудшается значение отношения сигнал/шум после усиления сигнала транзистором. При этом обычно принимается условие, что генератор сигнала создает шумы, определяющиеся только тепловыми флуктуациями в металлическом сопротивлении $R_г$. Реальные источники сигналов создают более высокий уровень шумов, поэтому на практике отношение сигнал/шум ухудшается в меньшей мере, чем это следовало бы из расчета на величину $F_ш$ транзистора. Величину $F_ш$ обычно выражают в децибелах.

Параметры, определяющие предельно допустимые режимы применения транзисторов

Для того чтобы транзистор надежно работал, при его эксплуатации нельзя превышать некоторые предельно допустимые режимные характеристики.

Предельно допустимая температура коллекторного перехода $T_{к.доп}$ характеризует ту наиболее высокую температуру коллектора, при которой гарантируется работоспособность и сохранность транзистора. В силу температурной зависимости большинство электрических параметров при температуре $T_{к.доп}$ резко ухудшает свои значения.

Температура коллектора $T_к$ зависит от температуры окружающей среды, мощности, рассеиваемой внутри транзистора (в основном на коллекторном переходе, ибо эмиттерный переход обычно находится под очень низкими напряжениями), и условий теплоотдачи.

Значение $T_{к.доп}$ зависит в основном от свойств использованных в транзисторе полупроводниковых материалов.

Предельно допустимая мощность, рассеиваемая коллектором, $P_{к.доп}$ характеризует то наибольшее значение мощности, длительно рассеиваемой коллектором, при котором гарантируется сохранность транзистора. В малосигнальных режимах величина $P_к$ оценивается произведением постоянного напряжения на ток коллектора. В режиме больших сигналов, когда изменения тока и напряжения на коллекторе соизмеримы со средними значениями их, или в импульсных режимах надо подсчитывать мгновенные значения мощности и усреднять их за период сигнала. Превышение величины $P_{к.доп}$ может вызвать перегрев транзистора и выход его из строя.

Величина $P_{к.доп}$ зависит от $T_{к.доп}$ и условий теплоотдачи, в частности, от температуры окружающего воздуха $T_{окр}$. С повышением $T_{окр}$ значение $P_{к.доп}$ снижается.

Для связи этих величин пользуются формулой

$$P_{к.доп} = \frac{T_{к.доп} - T}{R_т},$$

где $R_т$ — «тепловое сопротивление» транзистора (°C/*мвт* или °C/*вт*); T — температура окружающего воздуха или температура колбы транзистора (°C) в соответствии с тем, относительно чего дается значение $R_т$.

Предельно допустимое напряжение на коллекторе в схеме с общей базой $U_{к.доп}$ определяется электрической прочностью коллекторного перехода или условиями перекрытия объемным зарядом всей толщины базы. Превышение $U_{к\ доп}$ приводит к резкому увеличению тока коллектора, вслед за чем транзистор может выйти из строя в результате электрического или теплового пробоя.

Предельно допустимое напряжение на коллекторе в схеме с общим эмиттером $U_{к.э.доп}$ ограничивается, кроме того, возможностью лавинообразного нарастания тока коллектора из-за прохождения его через эмиттерный переход в прямом направлении. Значения $U_{к.э\ доп}$ всегда ниже $U_{к.доп}$. Однако при включении транзистора в схемы, обеспечивающие высокую стабильность рабочей точки по постоянному току (см. стр. 208), величина $U_{к.э.доп}$ иногда может быть доведена до $U_{к.доп}$.

Предельно допустимое обратное напряжение на эмиттере $U_{э.доп}$ отсчитывается относительно базы и имеет тот же смысл, что и величина $U_{к.доп}$ для коллекторного перехода. Знание величины $U_{э.доп}$ необходимо при применении транзистора в некоторых импульсных схемах, где в моменты запирания транзистора к эмиттерному переходу прикладываются большие обратные напряжения.

Предельно допустимые токи коллектора $I_{к.доп}$ и эмиттера $I_{э\ доп}$ устанавливаются для того, чтобы в режимах эксплуатации не были превышены те плотности потоков носителей в полупроводнике, при которых не нарушается разработанный механизм их действия.

Предельно допустимые напряжения и токи в режимах кратковременных импульсов для некоторых типов транзисторов превышают предельные значения соответствующих параметров в длительных режимах, причем это особо оговаривается в справочных данных вместе с указанием скважностей или длительностей импульсов, при которых допускаются эти форсированные режимы.

Не разрешается превосходить ни один из предельно допустимых параметров. Для отдельных типов транзисторов не разрешается работа с одновременным достижением предельно допустимых значений двух параметров.

10-4. СПРАВОЧНЫЕ ДАННЫЕ ПО ПОЛУПРОВОДНИКОВЫМ ПРИБОРАМ

Термосопротивления температурного контроля

Термосопротивления типов ММТ, КМТ и ТОС-м предназначены для устройств, реагирующих на изменение температуры окружающей среды.

Термосопротивления ММТ-1, ММТ-4, ММТ-6, КМТ-1, КМТ-4 и ТОС-м имеют основным назначением измерение температуры, но могут также применяться для многих других целей, как-то: измерение скорости потока газов или жидкостей, вакуума, относительной влажности (при этом используется эффект изменения условий теплоотдачи). Наряду с измерением эти термосопротивления могут служить для автоматического регулирования перечисленных

характеристик среды при замене регистрирующего прибора соответствующим исполнительным устройством.

Важной характеристикой этих термосопротивлений является инерционность, с которой они реагируют на изменение температуры. Эта характеристика оценивается п о с т о я н н о й в р е м е н и — временем, в течение которого первоначальная разность между температурой термосопротивления и температурой окружающей среды уменьшается в *e* раз (на 63%).

Во избежание погрешности, связанной с саморазогревом термосопротивления проходящим по нему током, мощность в режиме измерения температуры среды не должна превышать указываемых в таблице на этот случай значений.

Превышение предельно допустимой мощности рассеивания или наивысшей рабочей температуры может вызвать необратимое изменение характеристик и порчу термосопротивления.

Термосопротивления КМТ-10 и КМТ-11 предназначены специально для работы в схемах, использующих релейный эффект (см. описание сигнализатора превышения допустимой температуры на стр. 225). При развитии релейного эффекта термосопротивления сильно перегреваются (до 300—400° С), и во избежание их порчи следует предусматривать автоматическое замыкание термосопротивления не более чем через 2 *сек* после возникновения релейного режима. При этом гарантируется 200 срабатываний без дополнительной регулировки схемы.

Кроме контроля температуры, с помощью этих термосопротивлений можно осуществлять контроль любых характеристик среды, влияющих на условия теплоотдачи.

Термосопротивления типов ММТ-8, ММТ-9, КМТ-8 и КМТ-12 предназначены для компенсации температурной зависимости электрического сопротивления различных цепей, в частности, для предотвращения температурной погрешности электроизмерительных приборов. Термосопротивления ММТ-9 и КМТ-12 выпускаются в виде шайб, которые встраиваются непосредственно в термокомпенсируемый прибор.

Термосопротивления ММТ-4, ММТ-8, КМТ-4, КМТ-8 и КМТ-10 заключены в герметический корпус и могут работать в среде с повышенной влажностью и в жидкостях.

Термосопротивления КМТ отличаются от ММТ значительно большей температурной чувствительностью (температурный коэффициент сопротивления, показывающий изменение электрического сопротивления при повышении температуры на 1° С, у них почти вдвое выше, чем у термосопротивлений ММТ).

Основные данные рассмотренных здесь термосопротивлений приведены в табл. 10-3.

Термосопротивления прямого подогрева для стабилизации напряжения

Термосопротивления типов ТП2/0,5, ТП2/2 и ТП6/2 предназначены специально для стабилизации напряжения.

Т а б л и ц а 10-3

Термосопротивления температурного контроля

Тип	Диапазон номинальных значений (при температуре 20° С), *ком*	Температурный коэффициент сопротивления, % на 1° С	Постоянная времени в воздухе, *сек*	Диапазон рабочих температур, °С	Предельно допустимая мощность, *вт*	Мощность, не вызывающая заметного разогрева, *мвт*	Номинальный рабочий ток, *ма*	Габаритный чертеж
Т е р м о с о п р о т и в л е н и я д л я р е г у л и р о в а н и я и и з м е р е н и я т е м п е р а т у р ы								
ММТ-1	1—200	—2,4. . .—3,4	85	+120	0,4	2—5	—	*а*
ММТ-4	1—200	—2,4. . .—3,4	115	+120	0,4	2—5	—	*б*
ММТ-6	10—100	—2,4. . .—3,4	35	+120	0,05	0,3	—	*в*
КМТ-1	20—1000	—4,5. . .—6	85	+180	0,8	2—5	—	*а*
КМТ-4	20—1000	—4,5. . .—6	115	+120	0,9	2—5	—	*б*
ТОС-м	5,5	—3,7	4,5	+180	0,05	—	2,5	*г*
Т е р м о с о п р о т и в л е н и я д л я т е п л о в о г о к о н т р о л я								
КМТ-10 КМТ-11	100—3000	—4,5. . .—6	—	+120	0,25	—	—	*д* *е*
Т е р м о с о п р о т и в л е н и я д л я т е р м о к о м п е н с а ц и и								
ММТ-8	0,001—1	—2,4. . .—3,4	—	—40+60	—	10	—	*ж*
ММТ-9	0,01—5	—2,4. . .—3,4	—	—60+120	—	10	—	*з*
КМТ-8	0,1—10	—4,2. . .—5	—	—40+60	—	3	—	*ж*
КМТ-12	0,1—10	—4,2. . .—5	—	—40+120	—	3	—	*и*

Помимо стабилизации напряжения постоянного тока, они применяются в цепях переменных токов на частотах до 150 *кгц*, в частности, для инерционной стабилизации амплитуды генераторов *RC*-типа.

Конструктивно термосопротивления оформлены в виде радиолампы с октальным цоколем. Рабочее тело термосопротивления находится в высоком вакууме.

Основные параметры этих термосопротивлений приведены в табл. 10-4.

В пределах одного номинального напряжения от одного экземпляра термосопротивления к другому наблюдается разброс значений стабилизируемого напряжения, который оценивается указанным в таблице общим пределом стабилизации.

Эффект стабилизации напряжения имеет место при токах через термосопротивление, не выходящих за пределы указываемой рабочей области по току.

При изменении тока в пределах рабочей области напряжение на данном термосопротивлении изменяется не более, чем это указано в графе «Наибольшее изменение напряжения».

Допускается кратковременная (не более 2 *сек*) перегрузка термосопротивлений током до 4 *ма* (ТП2/0,5) и 12 *ма* (ТП2/2 и ТП6/2).

Таблица 10-4

Термосопротивления прямого подогрева для стабилизации напряжения

Тип	Номинальное напряжение, *в*	Средний рабочий ток, *ма*	Наибольшее изменение напряжения, *в*	Общий предел стабилизации, *в*	Рабочая область по току, *ма*	Габаритный чертеж и расположение выводов
ТП2/0,5	2	0,5	0,4	1,6—3	0,2—2	1,5—термосопротивление; 2,7—холостые; 68; 33
ТП2/2	2	2	0,4	1,6—3	0,4—6	
ТП6/2	6	2	1,2	4,8—7,8	0,4—6	

Термосопротивления косвенного подогрева

Термосопротивления косвенного подогрева представляют собой бесползунковые переменные сопротивления, управляемые током, проходящим через изолированную от термосопротивления подогревную обмотку. Применяются они для целей телеуправления и автоматики, а также для некоторых методов измерения физических характеристик газообразных и жидких сред, основанных на изменении условий теплоотдачи.

Изменяя мощность подогрева, можно существенно изменять вид вольт-амперной характеристики полупроводникового элемента, который в области больших нагрузок (5—20 *мвт*) может приобретать различные свойства: отрицательного сопротивления, стабилизатора напряжения или нелинейного положительного сопротивления.

Подогревные сопротивления типов ТКП-20, ТКП-50 и ТКП-300 оформляются в виде радиоламп с октальным цоколем, причем рабочие элементы (полупроводниковый элемент и подогреватель) находятся в вакууме.

Подогреватели этих термосопротивлений обладают малым сопротивлением (30—40 *ом*) и допускают питание их как постоянным, так и переменным током. Пробивное напряжение между полупроводниковым элементом и подогревателем составляет 150 *в* для термосопротивлений типов ТКП-20 и ТКП-50 и 50 *в* для ТКП-300.

Основные данные термосопротивлений косвенного подогрева приведены в табл. 10-5.

Таблица 10-5

Термосопротивления косвенного подогрева

Тип	Сопротивление в холодном состоянии не менее, *ком*	Максимальный рабочий ток через подогреватель, *ма*	Максимальная мощность подогрева, *мвт*	Сопротивление при максимальной мощности подогрева не более, *ом*	Постоянная времени, *сек*	Габаритный чертеж и расположение выводов
ТКП-20	0,5	40	180	20	143	1,5—термосопротивление; 2,7—подогреватель; 68; 33
ТКП-50	2,5	35	160	50	114	
ТКП-300	10	20	20	300	13,5	

Фотосопротивления

Полупроводниковые фотосопротивления типов ФС-А и ФС-К являются высокочувствительными к изменению освещенности элементами, предназначенными для работы в схемах фотореле и фотометров. Чувствительность фотосопротивлений в тысячи раз превышает чувствительность вакуумных фотоэлементов и в большинстве случаев обеспечивает непосредственную работу на электромагнитное реле или электроизмерительный прибор без применения усилителей.

Фотосопротивления могут работать в широком диапазоне рабочих напряжений, начиная от единиц вольт, причем чувствительность их прямо пропорциональна приложенному напряжению. Поэтому в таблице указана удельная чувствительность (на один вольт рабочего напряжения), которую надо умножать в каждом случае на выбранное рабочее напряжение.

Кратность изменения сопротивления показывает, во сколько раз уменьшается электрическое сопротивление фотосопротивления при переходе от темноты к определенной освещенности (200 *лк* для типов ФС-А и 100 *лк* для ФС-К).

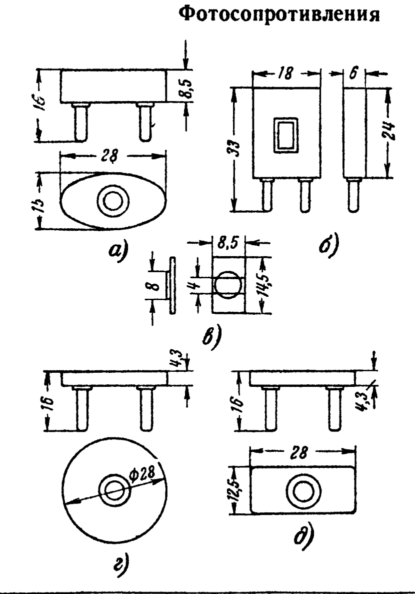
В отличие от вакуумных фотоэлементов фотосопротивления не требуют соблюдения какой-либо полярности питающего напряжения и могут также работать в цепи переменного тока.

Максимум спектральной характеристики фотосопротивлений ФС-К лежит в области видимых лучей: на волне 520 *ммк* (зеленый свет) у ФС-К2 и 600 *ммк* (оранжево-красный свет) у ФС-К1.

Фотосопротивления ФС-А1 весьма чувствительны к инфракрасным лучам (максимум их спектральной

Таблица 10-6

Фотосопротивления



Тип	Максимальное рабочее напряжение, *в*	Удельная чувствительность, *мка/лм в*	Темновое сопротивление, *Мом*	Кратность изменения сопротивления	Допустимая мощность рассеивания, *вт*	Габаритный чертеж
ФС-А1	15	500	0,01—0,2	1,2	—	*а*
ФС-А4	15	500	0,01—0,2	1,2	—	*б*
ФС-К0	300	2500	⩾1	35	0,2	*в*
ФС-К1	400	3000	⩾10	140	0,1	*г*
ФС-К2	300	2500	⩾1	35	0,15	*д*

характеристики приходится на волнах около 2 *мк*), в связи с чем они оказываются особенно полезными для контроля тепловых излучений.

Характерной особенностью фотосопротивлений является существенная инерционность, ограничивающая диапазон рабочих частот светового сигнала единицами килогерц для фотосопротивлений ФС-А и десятками герц для ФС-К.

Основные данные фотосопротивлений приведены в табл. 10-6.

Точечные полупроводниковые диоды

Точечные полупроводниковые диоды находят широкое применение в различных радиотехнических схемах, где требуется малая проходная емкость: в детекторных каскадах и цепях АРУ, в видеодетекторах и восстановителях постоянной составляющей телевизионных приемников, в счетных схемах, в качестве кольцевых модуляторов, ограничителей, преобразователей частоты, а также в схемах маломощных выпрямителей и в измерительной аппаратуре.

Диоды типов Д1, Д2 и Д9 являются универсальными приборами общего назначения.

Диоды типов Д10 предназначены специально для работы в качестве ограничителей на частотах 50—100 *Мгц* и отличаются высоким значением допустимого выпрямленного тока.

Диоды типов Д11—Д14 обеспечивают большие прямые токи при малых падениях напряжения.

Все диоды серий Д1, Д2, Д9—Д14 германиевые и способны работать при температурах не выше +70° С. От них отличаются возможностью работы при высоких температурах (до +150° С) кремниевые диоды типов Д101—Д106. Эти диоды, кроме того, обладают наименьшей проходной емкостью и могут применяться на частотах до 600 *Мгц*.

Недостатком кремниевых диодов является большее, чем у германиевых диодов, падение напряжения при прохождении тока в прямом направлении.

Основные данные точечных диодов приведены в табл. 10-7.

Таблица 10-7

Точечные полупроводниковые диоды

Тип	Прямой ток, *ма*, при напряжении +1 *в*	Допустимый выпрямленный ток, *ма*	Обратное напряжение, *в*, при котором ток не превышает 0,25 *ма*	Допустимое обратное напряжение, *в*	Наибольший обратный ток, *мка*, при напряжении —10 *в*	Наибольшая проходная емкость, *пф*	Наивысшая рабочая частота, *Мгц*	Наивысшая рабочая температура, °С	Габаритные чертежи
Д1А	⩾2,5	16	10	20	—				
Д1Б	⩾1	16	25	30	—				
Д1В	⩾7,5	25	25	30	—				
Д1Г	5—7,5	16	50	50	—	2	150	+70	
Д1Д	2,5—7,5	16	75	75	—				
Д1Е	1—5	12	100	100	—				
Д1Ж	⩾5	12	100	100	—				
Д2А	⩾50	50	7	10	—				
Д2Б	⩾5	16	10 [1]	30	—				
Д2В	⩾10	25	30	40	—				
Д2Г	2—5	16	50	75	—	2	150	+70	
Д2Д	5—10	16	50	75	—				
Д2Е	2—10	16	100	100	—				
Д2Ж	2—10	8	150	150	—				
Д2И	2—5	16	100	100					

Продолжение

Тип	Прямой ток, *ма*, при напряжении +1 *в*	Допустимый выпрямленный ток, *ма*	Обратное напряжение, *в*, при котором ток не превышает 0,25 *ма*	Допустимое обратное напряжение, *в*	Наибольший обратный ток, *мка*, при напряжении —10 *в*	Наибольшая проходная емкость, *пф*	Наивысшая рабочая частота, *Мгц*	Наивысшая рабочая температура, °С	Габаритные чертежи
Д9А	10—90	25	10	10	—	2	40	+70	
Д9Б	≥90	40	10	10	—				
Д9В	10—30	20	30	30	—				
Д9Г	30—60	30	30	30	—				
Д9Д	60—90	30	30	30	—				
Д9Е	30—60	20	50	50	—				
Д9Ж	≥10	15	100	100	—				
Д10	3 [2]	50	—	10	100	1	100	—	Д1, Д9, Д104—Д106; ⌀3,5; 10; 60
Д10А	5 [2]	50	—	10	200				
Д10Б	8 [2]	50	—	10	200				
Д11	100	20	30	30	100	1	150	—	
Д12	100	20	50	50	70				
Д12А	100	20	50	50	50				
Д13	100	20	75	75	50				
Д14	30	20	100	100	70				
Д14А	100	20	100	100	70				Д2, Д10, Д11—Д14, Д101—Д103; 5; 16; 80
Д101, Д104	≥2 [3]	50	—	100	30 [4]	0,5	600	+150	
Д101А, Д104А	≥1	75	—	100					
Д102, Д105	≥2 [3]	50	—	75					
Д102А, Д105А	≥1	75	—	75					
Д103, Д106	≥2 [3]	50	—	30					
Д103А, Д106А	≥1	75	—	30					

[1] Обратное напряжение, при котором обратный ток не превышает 0,1 *ма*.
[2] Наименьший выпрямленный ток при напряжении 1,5 $в_{эфф}$ и сопротивлении нагрузки 2—5 *ом* на частоте 70 *Мгц*
[3] Прямой ток при напряжении +2 *в*.
[4] Обратный ток при наибольшем допустимом напряжении.

Выпрямительные плоскостные диоды и столбы

Плоскостные полупроводниковые диоды предназначены для выпрямления переменного тока.

Германиевые диоды типов ДГ-Ц21—ДГ-Ц27 и аналогичные им по электрическим характеристикам Д7А—Д7Ж применяются в выпрямителях для питания разнообразной радиоаппаратуры, работающей от сети переменного тока и от преобразователей постоянного тока, использующих повышенные частоты (до 50 *кгц*), а также в различных импульсных, переключающих и моделирующих устройствах, работающих на соответствующих частотах.

Максимальный импульс тока через эти диоды (в течение не более 0,1 *сек*) может достигать 25 *а*.

Для выпрямления особенно высоких напряжений применяются выпрямительные столбы типов Д1001—Д1003, которые составлены из специально подобранных германиевых диодов. Столбы, марки которых отличаются буквой А, содержат по две одинаковые изолированные друг от друга ветви. В таблице для этих столбов приведены данные на одну ветвь.

Диоды типов Д202—Д205 представляют собой кремниевые приборы, способные работать при повышенных температурах. При креплении их на теплоотводящем шасси выпрямленный ток может быть увеличен до 0,4 *а*.

Диоды типов Д302—Д305 являются мощными германиевыми выпрямительными приборами. С их помощью при применении мостовой схемы выпрямителя удается питать радиоаппаратуру и электрооборудование, потребляющее мощности до 0,5—1 *квт*.

Диоды типа Д302 могут применяться без теплоотвода. Диоды Д303—Д305 должны крепиться на теплоотводящем шасси. Диаметр теплоотвода составляет 60, 80 и 150 *мм* для диодов Д303, Д304 и Д305 соответственно.

Основные данные плоскостных диодов приведены в табл. 10-8.

Таблица 10-8

Выпрямительные плоскостные диоды и столбы

Тип	Выпрямленный ток, *а*	Наибольшая амплитуда обратного напряжения, *в*	Наибольшее падение напряжения при номинальном выпрямленном токе, *в*	Наибольший обратный ток при наибольшей амплитуде обратного напряжения, *ма*	Наибольшая рабочая температура, °С	Наивысшая рабочая частота, *кгц*	Габаритные чертежи
ДГ-Ц21, Д7А	0,3	50	0,5	1	+70	50	
ДГ-Ц22, Д7Б	0,3	100	0,5	1			
ДГ-Ц23, Д7В	0,3	150	0,5	1			
ДГ-Ц24, Д7Г	0,3	200	0,5	1			
ДГ-Ц25, Д7Д	0,1	300	0,3	1			
ДГ-Ц26, Д7Е	0,1	350	0,3	1			
ДГ-Ц27, Д7Ж	0,1	400	0,3	1			
Д202	0,1	100	1,5	0,5	+125	50	
Д203	0,1	200	1,5	0,5			
Д204	0,1	300	1,5	0,5			
Д205	0,1	400	1,5	0,5			
Д302	1	200	0,25	1	+70	—	
Д303	3	150	0,3	1			
Д304	5	100	0,3	3			
Д305	10	50	0,35	3			
Д1001	0,1	2000	6,5	0,15	+80	20	
Д1001А	0,1	1000	3,5	0,15			
Д1002	0,3	2000	7,5	0,3			
Д1002А	0,3	1000	4	0,3			
Д1003А	0,3	500	2	0,3			

Примечание. Диоды типов Д7Д, Д7Е, Д7Ж могут применяться для выпрямления тока до 0,3 *а*, причем наибольшее падение напряжения увеличивается до 0,5 *в*.

Кремниевые диоды-стабилизаторы

Специально для целей стабилизации напряжения предназначены кремниевые диоды типов Д808—Д813. Помимо включения их по схемам, аналогичным схемам газовых стабилизаторов, кремниевые стабилитроны находят широкое применение в электронных стабилизаторах напряжения для получения опорного напряжения.

Основные данные кремниевых диодов-стабилитронов приведены в табл. 10-9.

Динамическое сопротивление $r_д$ характеризует изменение напряжения на стабилитроне при изменении тока через него:

$$\Delta U_{ст} = r_д \Delta I_{ст}.$$

Значения $r_д$ кремниевых стабилитронов в 5—10 раз меньше, чем у газовых стабилитронов.

Тепловое сопротивление $R_т$ конструкции стабилитронов Д808—Д813 равно 0,36° С/*мвт*. С помощью этой величины можно рассчитать допустимую мощность рассеяния при температурах $T \geqslant 50°$ С:

$$P_{доп} = \frac{125° С - T}{R_т}.$$

Точечные транзисторы

Точечные германиевые триоды являются устаревающими типами транзисторов. Однако с их помощью удается осуществлять некоторые оригинальные схемы, например мультивибратор на одном транзисторе. Кроме того, точечные триоды применяются иногда в схемах гетеродинов длинных и средних волн.

Диапазон рабочих температур транзисторов С1 и С2 от —50 до +40° С, а С3 и С4 от —50 до +50° С.

Основные данные точечных транзисторов приведены в табл. 10-10.

Таблица 10-9

Кремниевые диоды-стабилитроны

Тип	Напряжение стабилизации, *в*	Номинальный ток стабилизации, *ма*	Наибольший ток стабилизации, *ма*	Динамическое сопротивление, $r_д$, *ом*, при токе 1 *ма*	Динамическое сопротивление, $r_д$, *ом*, при токе 5 *ма*	Предельные значения	Габаритный чертеж
Д808	7—8,5	5	33	12	6	Мощность рассеяния 280 *мвт* при температурах до +50° С. Рабочие температуры от —50 до +125° С	
Д809	8—9,5	5	29	18	10		
Д810	9—10,5	5	26	25	12		
Д811	10—12	5	23	30	15		
Д813	11,5—14	5	20	35	18		

Маломощные плоскостные транзисторы общего назначения

Маломощные плоскостные транзисторы являются наиболее универсальными приборами.

Кроме использования в предварительных и маломощных оконечных каскадах усилителей низкой частоты, эти транзисторы находят широкое применение в самой разнообразной радиотехнической аппаратуре, в устройствах автоматики и телемеханики, в измерительных приборах, системах питания и вычислительных устройствах, если небольшая мощность и ограниченный частотный предел не препятствуют их применению.

Таблица 10-10

Точечные германиевые транзисторы

Обозначение транзистора	Назначение	Режимы измерения: Ток эмиттера, *ма*	Режимы измерения: Напряжение коллектора [3], *в*	Параметры (в схеме с общей базой): Входное сопротивление r_{11} не более, *ом*	Сопротивление обратной связи r_{12} не более, *ом*	Выходное сопротивление r_{22} не менее, *ком*	Коэффициент усиления по току α не менее	Коэффициент усиления по располагаемой мощности [1], *дб*	Коэффициент усиления по напряжению не менее	Предельно допустимые пиковые значения: Ток эмиттера, *ма*	Ток коллектора, *ма*	Напряжение коллектора, *в*	Мощность, рассеиваемая коллектором [2], *мвт*	Габаритный чертеж и схема расположения выводов
С1А С3А	Усиление электрических сигналов до 500 *кгц*	0,3	—20	750	200	7	1,2	15—19	—	10	10	—40	100	
С1Б С3Б	Усиление электрических сигналов до 500 *кгц*	0,3	—20	750	200	7	1 5	18—22	50	10	6	—40	50	
С1В С3В	Усиление электрических сигналов до 1,5 *Мгц*	0,3	—20	750	200	7	1,5	15—19	—	10	10	—40	100	
С1Г С3Г	Усиление электрических сигналов до 1,5 *Мгц*	0,3	—20	750	200	7	1,5	18—22	50	10	6	—40	50	
С1Д С3Д	Усиление электрических сигналов до 5 *Мгц*	0,3	—20	750	200	7	1,5	15—22	30	10	6	—40	50	
С1Е С3Е	Усиление электрических сигналов до 10 *Мгц*	0,3	—20	750	200	7	1,5	⩾15	30	10	6	—40	50	
С2А С4А	Генерирование колебаний до 500 *кгц*	0,3	—10	1 500	1000	7	1,5	—	—	10	10	—30	100	
С2Б С4Б	Генерирование колебаний до 1,5 *Мгц*	0,3	—10	1 500	700	7	1,6	—	—	10	6	—20	50	
С2В С4В	Генерирование колебаний до 5 *Мгц*	0,3	—10	1 500	1000	7	1,6	—	—	10	6	—20	50	
С2Г С4Г	Генерирование колебаний до 10 *Мгц*	0,3	—10	1 500	1000	7	1,6	—	—	10	6	—20	50	

[1] Указываемые значения соответствуют внутреннему сопротивлению источника сигналов 500 *ом* и сопротивлению нагрузки 10 *ком*. [2] Мощность указана для окружающей температуры, не превышающей +40° С. [3] Напряжение измеряется по отношению к базе.

Таблица 10-11

Маломощные плоскостные транзисторы общего назначения

Тип	Класс	Режим измерения: Напряжение коллектора, *в*	Режим измерения: Ток эмиттера, *ма*	Обратный ток коллектора $I_{к.о}$ не более, *мка*	Параметры в схеме с общей базой на низкой частоте: Граничная частота усиления по току f_α не ниже, *Мгц*	Входное сопротивление h_{11} не более, *ом*	Коэффициент обратной связи h_{12} не более	Коэффициент усиления по току $\alpha = -h_{21}$	Выходная проводимость h_{22} не более, *мкмо*	Емкость коллектора $C_к$ не более, *пф*	Сопротивление базы на высокой частоте $r_{б'}$ не более, *ом*	Шумфактор [2], $F_ш$ не более, *дб*	Предельные значения мощности, рассеиваемой коллектором, *мвт*, напряжения коллектора, *в*, тока коллектора, *ма*, и диапазон рабочих температур, °С	Габаритные чертежи и расположение выводов
П5А	Ge *p-n-p*	—2	1	30 [1]	0,3	40	5·10⁻³	⩾0,93	3,3	—	—	—	25 *мвт*; —10 *в*; 30 *ма*; —60. . .+50° С	*p-n-p*, *n-p-n*; э, к, б
П5Б		—2	1	15 [1]	0,3	40	5·10⁻³	0,95—0,975	2,6	—	—	—		
П5В		—2	1	15 [1]	0,3	40	5·10⁻³	0,97—0,995	2,6	—	—	—		
П5Г		—2	1	15 [1]	0,3	40	5·10⁻³	0,97—0,995	2,6	—	—	18		
П5Д		—2	1	10 [1]	0,3	40	5·10⁻³	0,95—0,975	2,6	—	—	10		
П6А	Ge *p-n-p*	—5	1	30	0,1	—	5·10⁻³	⩾0,9	3,3	50	—	33	150 *мвт*; —30 *в*, 30 *ма* (в режиме переключения 100 *ма*); —60 . . . + 100° С (температура коллектора); тепловое сопротивление 0,5° С/*мвт*	б; э, к
П6Б		—5	1	15	0,465	—	6·10⁻⁴	⩾0,9	2	50	—	33		
П6В		—5	1	15	0,465	—	6·10⁻⁴	⩾0,94	2	50	—	33		
П6Г		—5	1	15	1,0	—	6·10⁻⁴	⩾0,97	3,3	50	—	33		
П6Д		—5	1	15	0,465	—	6·10⁻⁴	⩾0,9	2	50	—	12		
П7	Ge *p-n-p*	—2	1	30 [1]	—	30	—	0,97—0,995	—	—	—	—	45 *мвт*, —13 *в*; 45 *ма*	П5, П7
П8	Ge *n-p-n*	+5	1	30	0,1	—	5·10⁻³	⩾0,9	3,3	65	—	—	150 *мвт*; +20 *в*; 30 *ма* (в режиме переключения 100 *ма*); —60 . . .+100° С (температура коллектора); тепловое сопротивление 0,5° С/*мвт*	14,8; ф5; Метка; Коллектор; 35
П9		+5	1	15	0,465	—	6·10⁻⁴	0,9—0,94	2	60	—	33		
П9А		+5	1	15	0,465	—	6·10⁻⁴	⩾0,94	2	60	—	12		
П10		+5	1	15	1,0	—	6·10⁻⁴	⩾0,94	2	60	—	33		
П11		+5	1	15	1,6	—	6·10⁻⁴	⩾0,94	2	60	—	33		
П13	Ge *p-n-p*	—5	1	15	0,465	—	5·10⁻³	⩾0,92	3,3	50	—	33	150 *мвт*; —15 *в*; 10 *ма* (в режиме переключения —30 *в* и 50 *ма*) —60 . . . +100° С (температура коллектора), тепловое сопротивление 0,5° С/*мвт*	э б к; П6, П8-П11, П13-П15, П101-П104; ф11,5; 6
П13А		—5	1	15	0,465	—	6·10⁻⁴	⩾0,97	2	50	—	33		
П13Б		—5	1	10	0,465	—	6·10⁻⁴	⩾0,92	2	50	—	12		
П14		—5	1	15	1,0	—	—	⩾0,95	3,3	50	150	33		
П15		—5	1	15	2,0	—	—	⩾0,95	3,3	50	150	33		
П101	Si *n-p-n*	+5	1	50 [3]	0,2	—	—	⩾0,9	3,3	—	—	—	150 *мвт*; +10 *в* (для П101+20 *в*); 20 *ма*; —60 . . .+120° С	40
П101А		+5	1	50 [3]	0,2	—	—	⩾0,9	3,3	—	—	18		
П102		+5	1	50 [3]	0,465	—	—	⩾0,93	2	—	—	—		
П103		+5	1	50 [3]	1,0	—	—	⩾0,9	3,3			—		

[1] При напряжении коллектора —5 *в*.
[2] В схеме с общим эмиттером на частоте 1000 *гц* при напряжении коллектора 1 *в* и токе эмиттера 0,2 *ма* — для транзисторов П5 и П101А, а для остальных типов при напряжении коллектора 1,5 *в* и токе эмиттера 0,5 *ма*.
[3] При температуре +120° С.

Транзисторы типов П5—П11 и П13—П15 являются германиевыми сплавными, причем серия П8—П11 представляет собой транзисторы *n-p-n*-типа, а все остальные — *p-n-p*-типа.

Транзисторы типов П5 предназначены для слуховых аппаратов и обладают наименьшими размерами.

Серия транзисторов П13—П15 появилась в результате усовершенствования транзисторов П6 и предназначена для замены последних.

Транзистор типа П7 предназначен для работы в оконечном каскаде слухового аппарата и имеет такую же конструкцию, как П5.

Транзисторы П8—П11 (*n-p-n*-типа) в комбинации с транзисторами *p-n-p*-типа позволяют реализовать ряд специфических схем: двухтактный каскад без трансформаторов, стабилизаторы напряжения, усилители постоянного тока и др.

Транзисторы П101—П103 — кремниевые *n-p-n*-типа и допускают работу при повышенных (до +120° С) температурах.

Во всех сериях транзисторов имеются специальные типы с пониженным значением коэффициента шума (П5Д, П6Д, П9А, П13Б, П101А), предназначенные для применения во входных каскадах малошумящих усилителей. Уменьшению шумов содействует облегченный режим питания этих каскадов ($U_к = 1 \div 1{,}5$ *в*; $I_э = 0{,}2 \div 0{,}5$ *ма*)

Основные данные маломощных транзисторов приведены в табл. 10-11.

Таблица 10-12

Высокочастотные плоскостные транзисторы

Тип	Класс	Режим измерения: Напряжение коллектора, *в*	Режим измерения: Ток эмиттера, *ма*	Обратный ток коллектора $I_{к.о}$ не более, *мка*	Параметры в схеме с общей базой: Предельная частота усиления по току f_α не ниже, *Мгц*	Параметры в схеме с общей базой: Коэффициент усиления по току $\alpha = -h_{21}$	Параметры в схеме с общей базой: Выходная проводимость h_{22} не более, *мкмо*	Максимальная частота генерации не ниже, *Мгц*	Емкость коллектора $C_к$ не более, *пф*	Сопротивление базы на высокой частоте $r_б'$ не более, *ом*	Произведение $r_б' C_к$ не более, *ом·пф*	Предельные значения мощности, рассеиваемой коллектором, *мвт*, напряжения коллектора, *в*, тока коллектора, *ма*, и температура коллектора, °С	Габаритные чертежи и расположение выводов
П401	*p-n-p* дрейфовые Ge	—5	4	10	—	⩾0,94	5	30	15	—	3500	100 *мвт*; —20 *в*; 10 *ма*; —60 . . . . . . +85° С	э к б; Метка; П401—П403; 5,3; 40; Ф11,2
П402		—5	4	5	—	⩾0,94	5	60	10	—	1000		
П403		—5	4	5	—	0,94—0,97	5	120	10	—	500		
П403А		—5	4	5	—	⩾0,97	5	120	10	—	500		
П404	*p-n-p* поверхностно-барьерные Ge	—3	0,5	5	10	⩾0,93	6,7	20	5	—	1700	10 *мвт*; —5 *в*; 5 *ма*; —60 . . . . . . +85° С	э б к; П404, П405; 11,3; Метка; 40; 11,8; Коллектор
П404А		—3	0,5	2	10	⩾0,93	6,7	20	5	—	1700		
П405		—3	0,5	5	20	⩾0,95	6,7	30	5	—	1500		
П405А		—3	0,5	2	20	⩾0,95	6,7	30	5	—	1500		
П12	*p-n-p* сплавные Ge	—6	1	6	5	⩾0,95	2	—	20	150	—	30 *мвт*; —6 *в*; 5 *ма*; —60. . . . . . . +85° С	э б к; П12, П406, П407; 12; 40; 10,5
П406		—6	1	6	10	⩾0,95	2	—	20	150	—		
П407		—6	1	6	20	⩾0,95	2	—	20	150	—		

Высокочастотные плоскостные транзисторы

Для усилителей высокой и промежуточной частоты, для гетеродинов, видеоусилителей и быстродействующих импульсных и переключающих схем предназначены специальные серии транзисторов: дрейфовые германиевые транзисторы П401—П403, поверхностно-барьерные германиевые транзисторы П404—П405 и сплавные германиевые транзисторы П12, П406, П407. Все они *p-n-p*-типа.

Транзисторы П401—П403 дрейфового типа находят применение в высокочастотных каскадах, гетеродинах и преобразователях частоты радиовещательных приемников, в видеоусилителях и широкополосных усилителях промежуточной частоты, а также в импульсных переключающих схемах, хотя здесь невозможность работы при больших (выше 1—1,5 *в*) обратных напряжениях на эмиттерном переходе иногда осложняет их применение.

Поверхностно-барьерные транзисторы П404—П405 представляют особый интерес для переключающих схем с непосредственной связью. Особенностью этих приборов является весьма малая мощность и низкая электрическая прочность.

Сплавные транзисторы типа П12, П406 и П407 являются удобными приборами для каскадов усиления промежуточной частоты радиовещательных приемников, для гетеродинов и преобразователей частоты. Кроме того, транзисторы П12, П406 и П407 можно применять в импульсных переключающих схемах при длительностях импульсов до 1 *мксек*.

Их эмиттерный переход допускает подачу обратных напряжений того же порядка, что и коллекторный.

Основные данные высокочастотных плоскостных транзисторов приведены в табл. 10-12.

Мощные германиевые транзисторы

Для мощных каскадов усилителей низкой частоты, преобразователей постоянного тока, стабилизаторов и других устройств, где требуется управлять мощностями от сотен милливатт до десятков ватт, выпускается не-

Таблица 10-13

Мощные германиевые транзисторы

Тип	Характеристики усилителя мощности класса А							Коэффициент усиления по току не менее	Обратный ток коллектора не более, *ма*	Предельно допустимые значения				Габаритные чертежи и расположение выводов
	Режим измерения			Сопротивление нагрузки, *ом*	Сопротивление генератора, *ом*	Коэффициент усиления мощности не менее, *дб*	Отдаваемая мощность не менее, *вт*			Мощность, рассеиваемая транзистором, *вт*	Напряжение коллектора, *в*	Ток коллектора и эмиттера, *а*	Наивысшая температура корпуса, °С	
	Схема	Напряжение коллектора, *в*	Ток эмиттера, *ма*											
П2А	ОБ	—50	5	10 000	100	17	0,1	0,9	0,2	0,25	—100	—	+50	
П2Б	ОБ	—25	10	2 500	100	17	0,1	0,9	0,2	0,25	—50	—		
П3А	ОЭ	—25	130	220	5	17	1,0	2 [1]	0,5 [7]	3,5 [6]	—50	0,15	+50	
П3Б	ОЭ	—25	130	220	5	20	1,0	2 [1]	0,25 [7]	3,5 [6]	—50	0,25		
П3В	ОЭ	—25	130	220	5	25	1,0	2 [1]	0,35 [7]	3,5 [6]	—50	0,45		
П4А	ОЭ	—26	1 000	25	15	20	10	5 [2]	0,5 [7]	30 [6]	—60	3	+50	
П4Б	ОЭ	—26	1 000	25	15	23	10	15—40 [2]	0,4 [7]	30 [6]	—70	3		
П4В	ОЭ	—26	1 000	25	15	20	10	10 [2]	0,4 [7]	30 [6]	—40	3		
П4Г	ОЭ	—26	1 000	25	15	27	10	15—30 [2]	0,4 [7]	30 [6]	—60	3		
П4Д	ОЭ	—26	1 000	25	15	30	10	30 [2]	0,4 [7]	30 [6]	—60	3		
П201	ОЭ	—15	340	45	40	25	2,5	20 [3]	0,4 [4]	10	—30	1,5	+65	
П201А	ОЭ	—15	340	45	40	25	2,5	40 [3]	0,4 [4]	10	—30	1,5		
П202	ОЭ	—22	240	100	40	25	2,5	20 [3]	0,4 [4]	10	—45	1,5		
П203	ОЭ	—28	—	36 [5]	20 [5]	20 [5]	10 [5]	20 [3]	0,4 [4]	10	—60	1,5		

[1] При напряжении коллектора —10 *в* и токе эмиттера 150 *ма*.
[2] При напряжении коллектора —10 *в* и токе эмиттера 2 *а*.
[3] При напряжении коллектора —20 *в* и токе эмиттера 100 *ма*.
[4] При напряжении коллектора —20 *в* (П201 и П201А) и —30 *в* (П202 и П203).
[5] В схеме двухтактного усилителя класса В.
[6] С дополнительным теплоотводом.
[7] При напряжении коллектора —10 *в*.

сколько серий транзисторов на повышенные мощности. Все они представляют собой плоскостные германиевые сплавные транзисторы *p-n-p*-типа.

Наиболее маломощными из них являются транзисторы серии П2. В однотактных каскадах класса А они обеспечивают выходную мощность до 100—150 *мвт*, а в двухтактных в классе В до 1 *вт*. Одновременно транзисторы этих типов, особенно П2А, являются наиболее высоковольтными, в связи с чем их удобно применять в комбинированных лампово-транзисторных схемах.

Транзисторы серии П3 являются устаревшим типом. Более современные транзисторы серий П4 и П201—П203 при меньших габаритах обеспечивают бо́льшие мощности.

Транзисторы типов П4 и П201—П203 предназначены для усиления мощности звуковой частоты и для работы в схемах преобразователей постоянного тока. Транзисторы П201—П203, кроме того, применяются в переключающих схемах. Приборы типа П203 проходят специальную проверку крутизны коллекторно-базовой характеристики, причем допускаемый разброс ее обеспечивает хорошую симметрию плеч двухтактных каскадов без индивидуального подбора транзисторов.

Основные данные мощных германиевых транзисторов приведены в табл. 10-13.

10-5. ОСОБЕННОСТИ ТРАНЗИСТОРОВ КАК ЭЛЕМЕНТОВ СХЕМ

Разброс электрических параметров

При современном уровне технологии изготовления транзисторов не удается получать транзисторы с малым разбросом значений электрических параметров. Действующая в настоящее время система отбраковки и классификации транзисторов основана в основном на одностороннем ограничении значений электрических параметров (см. таблицы в § 10-4), причем по марке транзистора можно судить лишь о наихудших значениях его параметров. Основная же масса транзисторов имеет значительно лучшие параметры, чем оговариваемые в справочных таблицах.

Это обстоятельство осложняет взаимозаменяемость транзисторов в схемах, отработанных на случайных экземплярах без учета присущего им разброса параметров.

Наибольший разброс имеет место по параметрам $I_{к.о}$ (обратный ток коллектора), h_{22} (выходная проводимость), α или h_{21} (коэффициент усиления по току) и f_α (предельная частота усиления по току) — все в схеме с общей базой. Разброс по $I_{к.о}$ достигает обычно 10—20 раз, по h_{22} — 5 раз, по α — в пределах 10%, однако для схемы включения с общим эмиттером это равноценно 5—15-кратному разбросу значений h_{21}. В связи с таким разбросом средние значения перечисленных параметров, как правило, в 2—5 раз лучше приведенных в таблицах.

Так, например, для наиболее распространенных транзисторов типов П13—П15 среднее значение $I_{к.о}$ составляет 2—3 *мка* против нормы 10—15 *мка*, h_{22} порядка 0,7 *мкмо* (норма 2—3,3 *мкмо*) и т. д.

Многие схемы не очень критичны к значениям таких параметров, как $I_{к.о}$, h_{22}, f_α. Наиболее неприятным является разброс по значениям h_{21} для схем с общим эмиттером и общим коллектором.

Для ослабления зависимости характеристик схем от параметров транзисторов широко применяются отрицательные обратные связи. Тем не менее для отдельных наиболее ответственных каскадов (гетеродин, двухтактный усилитель по схеме с общим эмиттером, блокинг-генератор и т. п.) иногда специально подбирают наиболее подходящие экземпляры транзисторов (с наибольшим значением f_α, с одинаковыми коэффициентами α и др.) или прибегают к использованию лучших типов транзисторов, обеспечивающих достаточный запас по наиболее критичным параметрам.

Температурная зависимость электрических параметров

Зависимость электрических параметров транзисторов от температуры приводит к изменению характеристик транзисторных схем при колебаниях температуры. Такой же эффект вызывает саморазогрев транзисторов при больших мощностях, рассеиваемых на коллекторе. Особенно тяжелые условия работы транзисторов имеют место в переносной аппаратуре, предназначенной для эксплуатации на открытом воздухе, и в комбинированных лампово-транзисторных устройствах.

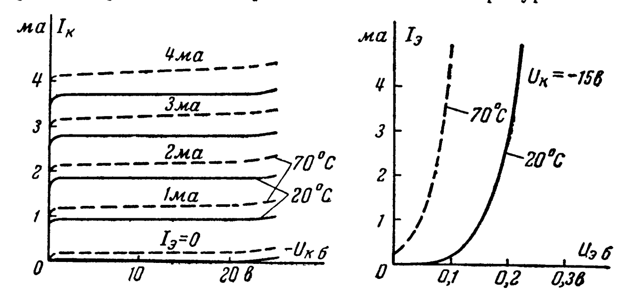


Рис. 10-29. Изменение статических характеристик плоскостных транзисторов при повышении температуры.

Типичные зависимости основных параметров транзисторов от температуры приведены на рис. 10-29—10-31. Обратные токи коллектора $I_{к.о}$ и эмиттера $I_{э.о}$ у германиевых транзисторов увеличиваются в 1,5—2 раза при повышении температуры на каждые 10° С. Коэффициент усиления по току в схеме с общим эмиттером $h_{21}^{э}$ с ростом температуры увеличивается на 10—15% на каждые 10° С. Выходная проводимость в схеме с общей базой h_{22} растет как при повышении температуры, так и при ее понижении относительно комнатной, достигая примерно удвоенных значений при +70 и —50° С. Предельная частота усиления f_α слегка понижается при повышении температуры (на 20—30% при +70° С). Емкость коллектора $C_к$ от температуры практически не зависит.

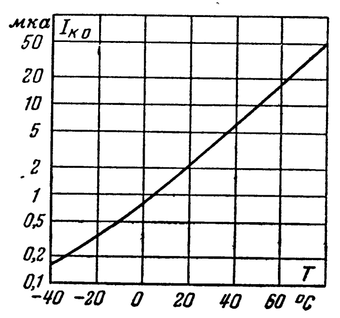


Рис. 10-30. Зависимость обратного тока коллектора от температуры.

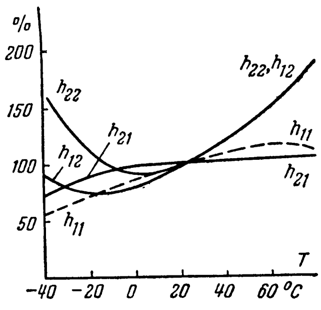


Рис. 10-31. Зависимость h-параметров плоскостных транзисторов от температуры (для схемы с общей базой).

Входное сопротивление h_{11} в схеме с общей базой и с общим эмиттером возрастает по мере повышения температуры до +70° С на 20—30%.

Для температурной стабилизации характеристик схем на транзисторах широко применяют отрицательные обрат-

ные связи, термокомпенсацию с помощью нелинейных термосопротивлений и полупроводниковых диодов. Также важно правильно выбрать тип транзистора с необходимым запасом по значениям критичных параметров.

В схемах, предназначенных для работы при особенно высоких температурах (+70 . . . +120° C) необходимо применять кремниевые транзисторы.

Стабилизация рабочей точки

Рабочую точку транзистора принято задавать фиксированными значениями тока эмиттера $I_э$ и напряжения на коллекторном переходе $U_{к.б}$. Это легко сделать, используя два независимых источника $E_э$ и $E_к$ для питания эмиттерной и коллекторной цепей (рис. 10-32). Поскольку паде-

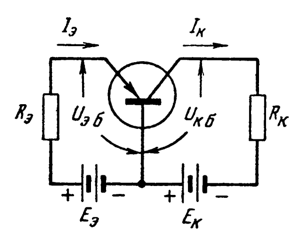


Рис. 10-32. Схема питания транзистора с помощью двух источников.

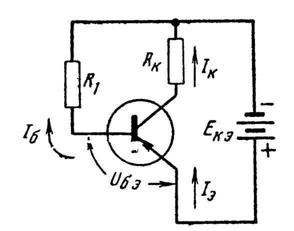


Рис. 10-33. Простейшая схема питания транзистора от одного источника.

ние напряжения на промежутке эмиттер — база $U_{э.б}$ очень мало (для германиевых транзисторов в пределах 0,15—0,3 *в*, для кремниевых порядка 0,5 *в*), то уже при напряжении источника $E_э = 1{,}5—3$ *в* ток эмиттера практически определяется лишь величиной сопротивления $R_э$:

$$I_э \approx \frac{E_э}{R_э}.$$

При этом ток коллектора

$$I_к = \alpha I_э + I_{к.о}$$

и также отличается высокой стабильностью, ибо величина α от одного экземпляра плоскостного транзистора к другому отличается не более чем на 10%, а обратный ток $I_{к.о}$ обычно много меньше рабочей составляющей тока коллектора $\alpha I_э$. Поэтому и напряжение $U_{к.б}$ оказывается достаточно стабильным даже при относительно высоких сопротивлениях коллекторной цепи по постоянному току ($R_к$).

Лишь при особенно высоких температурах величина $I_{к.о}$ может стать соизмеримой с рабочим током коллектора $\alpha I_э$, что будет приводить к излишнему нагреву коллектора и снижению напряжения $U_{к.б}$.

Ради упрощения систем питания транзисторов часто применяют схемы с одним источником $E_{к.э}$. Простейшая из этих схем (с одним сопротивлением в цепи базы), показанная на рис. 10-33, создает режим фиксированного тока базы. В силу малости падения напряжения на промежутке база — эмиттер ($U_{б.э}$) в этой схеме практически

$$I_б = \frac{E_{к.э}}{R_1}.$$

При этом токи эмиттера и коллектора составляют:

$$I_э = \frac{I_б + I_{к.о}}{1 - \alpha};$$

$$I_к = \frac{\alpha}{1 - \alpha} I_б + \frac{1}{1 - \alpha} I_{к.о}.$$

В связи с тем, что значения $(1-\alpha)$ и $I_{к.о}$ от одного экземпляра транзистора к другому существенно отличаются, для установления определенного значения $I_э$ или $I_к$ в этой схеме обычно приходится подбирать сопротивление R_1 под данный транзистор опытным путем.

Кроме того, эта схема не обеспечивает стабильной рабочей точки транзистора при изменении температуры, ибо обратный ток $I_{к.о}$ соизмерим с током базы $I_б$ уже при нормальных температурах.

Для оценки различных схем питания транзисторов с точки зрения их стабильности введен коэффициент нестабильности S, показывающий, во сколько раз изменение тока коллектора ($\Delta I_к$) больше вызвавшего его изменения обратного тока коллекторного перехода ($\Delta I_{к.о}$),

$$S = \frac{\Delta I_к}{\Delta I_{к.о}}.$$

Для схемы с двумя источниками питания $S = 1$. Для простейшей схемы с одним источником

$$S = \frac{1}{1 - \alpha}$$

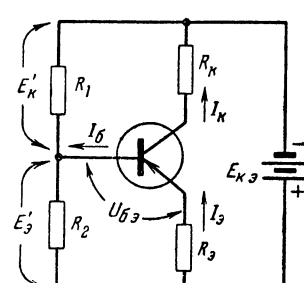


Рис. 10-34. Основная схема стабилизации рабочей точки транзистора при питании от одного источника.

Основная схема стабилизации рабочей точки транзистора при питании от одного источника (рис. 10-34) включает в себя делитель из сопротивлений R_1 и R_2, сообщающих базе транзистора довольно жесткий потенциал, и третье сопротивление $R_э$ в цепи эмиттера, создающее отрицательную обратную связь по току.

Коэффициент нестабильности этой схемы

$$S = \frac{1}{1 - \dfrac{\alpha}{1 + \dfrac{R_э}{R_б}}},$$

где $R_б = \dfrac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$ — параллельное соединение сопротивлений R_1 и R_2.

Стабилизирующее свойство этой схемы связано с тем обстоятельством, что делитель $R_1 — R_2$ делит напряжение одного источника $E_{к.э}$ на два $\left(E_к' \text{ и } E_э'\right)$, как бы приближая эту схему к схеме с независимыми источниками питания эмиттерной и коллекторной цепей. Чем низкоомнее делитель $R_1 — R_2$, тем лучше это приближение. Стабильность улучшается также при увеличении сопротивления $R_э$, что при заданном токе эмиттера требует увеличения напряжения $E_э'$. Уменьшение величины $E_э'$, напротив, ухудшает стабильность рабочей точки.

На практике величину $E_э'$ выбирают порядка 0,7—1,5 *в*, а сопротивление $R_э$ рассчитывают по заданному значению тока эмиттера $I_э$:

$$R_э = \frac{E_э' - 0{,}2}{I_э}.$$

Тогда при выбранном значении S (обычно в пределах 1,5—4) можно рассчитать необходимые значения сопротивлений делителя по приближенным формулам:

$$R_2 \approx (S - 1) \frac{E_{к.э}}{E_э'} R_э; \qquad R_1 = \frac{R_2}{\dfrac{E_{к.э}}{E_э'} - 1}.$$

Для того чтобы сопротивление $R_э$ не создавало отрицательной обратной связи на рабочих частотах каскада, его обычно блокируют конденсатором достаточно большой емкости.

Ограничиваясь несколько худшей стабильностью, используют упрощенную схему (рис. 10-35), в которой стабилизация рабочей точки достигается обратной связью по напряжению за счет присоединения сопротивления R_1 непосредственно к коллектору транзистора.

Для этой схемы коэффициент нестабильности

$$S = \frac{1}{1 - \dfrac{\alpha}{1 + \dfrac{R_к}{R_1}}}.$$

Для предотвращения обратной связи на рабочих частотах каскада сопротивление R_1 иногда разбивают на два

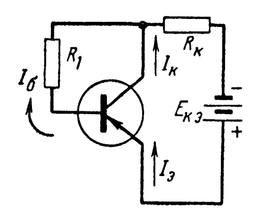


Рис. 10-35. Упрощенная схема стабилизации рабочей точки транзистора.

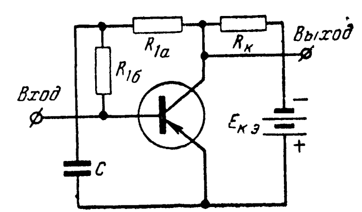


Рис. 10-36. Вариант схемы с предотвращением обратной связи на рабочих частотах.

и среднюю точку развязывают с помощью конденсатора достаточной емкости (рис. 10-36).

Чем ближе α к единице, тем сильнее требуется стабилизировать рабочую точку транзистора.

Во избежание большой нестабильности рабочей точки следует избегать включения в цепь базы транзистора высокоомных сопротивлений.

Пример расчета. *Дано*: $E_{к.э} = 6$ *в* и $I_э = 1$ *ма*.

Рассчитать элементы основной схемы стабилизации рабочей точки, обеспечивающие $S = 2$, и определить значения S для простейших схем с одним сопротивлением, если $R_к = 3{,}3$ *ком*, $\alpha = 0{,}95$ и $I_{к.о} = 10$ *мка* (0,01 *ма*).

Примем $E'_э = 1{,}2$ *в* и получим:

$$R_э = \frac{1{,}2 - 0{,}2}{1} = 1 \text{ ком};$$

$$R_2 = (2 - 1)\frac{6}{1{,}2}1 = 5 \text{ ком};$$

$$R_1 = \frac{5}{\dfrac{6}{1{,}2} - 1} = 1{,}25 \text{ ком}.$$

Для расчета упрощенной схемы стабилизации определим сначала необходимую величину сопротивления R_1, обеспечивающую $I_э = 1$ *ма*, для чего воспользуемся следующими соотношениями:

$$I_к = \alpha I_э + I_{к.о} = 0{,}95 \cdot 1 + 0{,}01 = 0{,}96 \text{ ма};$$

$$I_б = I_э - I_к = 1 - 0{,}96 = 0{,}04 \text{ ма};$$

$$U_{к.э} = E_{к.э} - I_к R_н = 6 - 0{,}96 \cdot 3{,}3 = 2{,}83 \text{ в};$$

$$R_1 = \frac{U_{к.э} - 0{,}2}{I_б} = \frac{2{,}83 - 0{,}2}{0{,}04} = 66 \text{ ком};$$

при этом

$$S = \frac{1}{1 - \dfrac{\alpha}{1 + \dfrac{R_к}{R_1}}} = \frac{1}{1 - \dfrac{0{,}95}{1 + \dfrac{3{,}3}{66}}} = 10.$$

Если же сопротивление R_1 присоединено не к коллектору транзистора, а непосредственно к источнику питания, то

$$S = \frac{1}{1 - \alpha} = \frac{1}{1 - 0{,}95} = 20.$$

Внутренняя обратная связь

В отличие от электронных ламп, транзистору, начиная с самых низких рабочих частот, присуща внутренняя обратная связь. Ее наличие приводит к зависимости входного сопротивления $R_{вх}$ транзистора от сопротивления нагрузки $R_н$ (рис. 10-37), а выходного сопротивления

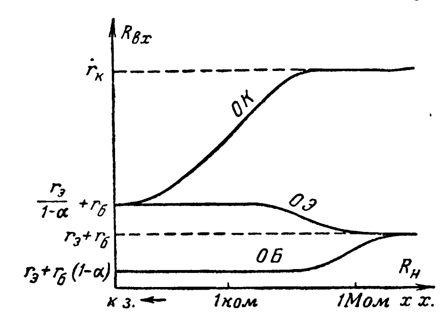


Рис. 10-37. Зависимость входного сопротивления транзистора в различных схемах включения от сопротивления нагрузки. *ОБ* — схема с общей базой; *ОЭ* — с общим эмиттером; *ОК* — с общим коллектором.

транзистора $R_{вых}$ от сопротивления $R_г$ (рис. 10-38) цепи, присоединенной к его входу (внутреннего сопротивления генератора сигнала).

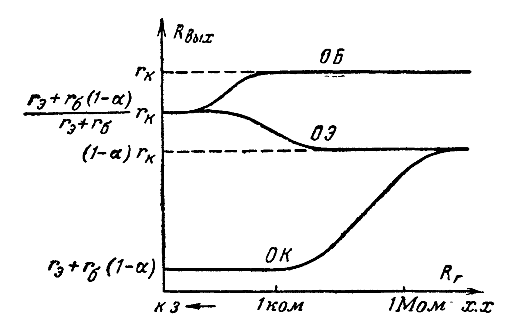


Рис. 10-38. Зависимость выходного сопротивления транзистора в различных схемах включения от сопротивления генератора входного сигнала.

Это обстоятельство приводит к тому, что изменение сопротивления какой-либо одной цепи сказывается не только на режиме работы непосредственно связанного с этой цепью транзистора, но может передаваться через транзисторы как в предшествующие, так и в последующие каскады. Особенно неприятна такая реакция транзисторов в высокочастотных усилителях, где она осложняет настройку колебательных контуров, делая ее взаимозависимой.

Для предотвращения подобных неудобств, а также для устранения возможности самовозбуждения в резонансных усилителях часто прибегают к нейтрализации внутренней обратной связи с помощью специальных схем.

Оценка усиления по мощности

В связи с тем, что транзисторы обладают низким в сравнении с лампами входным сопротивлением, при оценке усиления, даваемого транзисторами, единственно правильным является рассмотрение коэффициента усиления по мощности.

Коэффициент усиления по мощности можно представить в нескольких формах:

$$K_P = \frac{P_н}{P_{вх}} = \frac{U_н^2 G_н}{U_{вх}^2 G_{вх}} = \frac{I_н^2 R_н}{I_{вх}^2 R_{вх}},$$

где $P_н$, $U_н$ и $I_н$ — соответственно мощность и эффективные напряжение и ток в нагрузочном сопротивлении;

$P_{вх}$, $U_{вх}$ и $I_{вх}$ — то же во входном сопротивлении транзистора;

$R_н$ и $G_н$ — активные составляющие сопротивления и проводимости нагрузки;

$R_{вх}$ и $G_{вх}$ — активные составляющие сопротивления и проводимости входа.

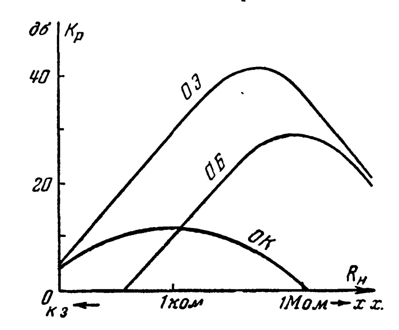


Рис. 10-39. Зависимость коэффициента усиления по мощности транзистора в различных схемах включения от сопротивления нагрузки.

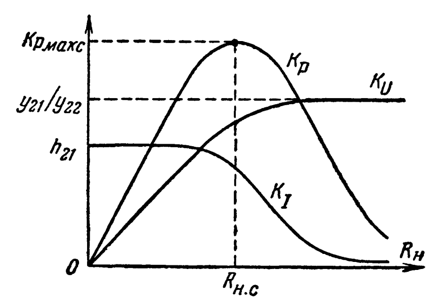


Рис. 10-40. Зависимость коэффициентов усиления по току K_I, по напряжению K_U и по мощности K_P от сопротивления нагрузки $R_н$ (кривые имеют одинаковый вид при разных схемах включения, но масштабы осей при этом различны).

Как величина K_P, так и коэффициенты усиления по напряжению $\left(K_U = \frac{U_н}{U_{вх}}\right)$ и по току $\left(K_I = \frac{I_н}{I_{вх}}\right)$ зависят от сопротивления нагрузки $R_н$, причем с увеличением $R_н$ коэффициент усиления по напряжению K_U растет, коэффициент усиления по току K_I снижается, а K_P проходит через максимум $K_{Pмакс}$ при некотором оптимальном сопротивлении нагрузки $R_{н.с}$ (рис. 10-39 и 10-40).

Рассматривают также эффективный коэффициент усиления по мощности $K_{Pэфф}$, который учитывает, кроме того, эффективность использования генератора сигнала,

$$K_{Pэфф} = \frac{P_н}{P_{г.расп}} = K_P \frac{P_{вх}}{P_{г.расп}},$$

где $P_{г.расп}$ — максимальная («располагаемая») мощность, которую может «отдать» генератор сигнала в случае согласования его внутреннего сопротивления с входным сопротивлением транзистора ($R_г = R_{вх}$). Если $R_г \neq R_{вх}$, то генератор передает на вход транзистора меньшую мощность ($P_{вх} < P_{г.расп}$) и тогда $K_{Pэфф} < K_P$ (рис. 10-41).

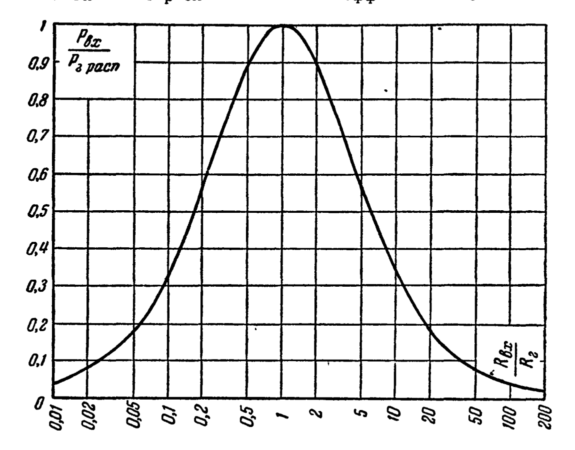


Рис. 10-41. График мощности, отдаваемой генератором сигнала. $P_{вх}/P_{г.расп}$ — отношение отдаваемой на вход усилителя мощности к располагаемой мощности генератора сигнала; $R_{вх}/R_г$ — отношение входного сопротивления усилителя к внутреннему сопротивлению генератора сигнала.

Для получения наибольшего эффективного усиления по мощности необходимо, таким образом, выбрать оптимальное сопротивление нагрузки транзистора $R_н = R_{н.с}$ и применить генератор сигнала с внутренним сопротивлением $R_г$, равным входному сопротивлению транзистора $R_{вх.с}$, которое последний имеет при оптимальном сопротивлении нагрузки.

Такое полное согласование далеко не всегда удается осуществлять, и это приводит к проигрышу в усилении.

Следует также иметь в виду, что в ряде случаев полное согласование бывает нежелательным. Так, например, в оконечных каскадах оно мешает получению высокого к. п. д. и малых нелинейных искажений.

В случаях, когда коэффициент усиления по току меньше единицы, как это имеет место у плоскостных транзисторов в схеме с общей базой, усиление мощности сигнала возможно лишь при условии, что сопротивление нагрузки превышает входное сопротивление транзистора. Поэтому многокаскадный усилитель на сопротивлениях с плоскостными транзисторами, включенными по схеме с общей базой, не дает усиления.

Расчет значений K_P, K_U, K_I, $R_{вх}$ и $R_{вых}$ для конкретных схем приводится ниже (см. стр. 212).

Получение высокого входного сопротивления. При усилении сигналов от пьезоэлектрических звукоснимателей и микрофонов, в схемах вольтметров и в ряде других случаев необходимо обеспечивать высокое входное сопротивление схем с транзисторами. Наиболее распространены следующие четыре способа решения этой задачи: 1) применение входного понижающего трансформатора (рис. 10-42, *а*); 2) введение последовательно во входную цепь высокоомного добавочного сопротивления (рис. 10-42, *б*);

3) построение входного каскада по схеме с общим коллектором («эмиттерный повторитель», рис. 10-42, *в*) и 4) использование отрицательной обратной связи (рис. 10-42, *г*).

Первый способ позволяет повышать входное сопротивление устройства до нескольких десятков, а иногда и сотен килоом без проигрыша в усилении и даже выигрывать в эффективном усилении в связи с лучшим использованием мощности генератора сигнала.

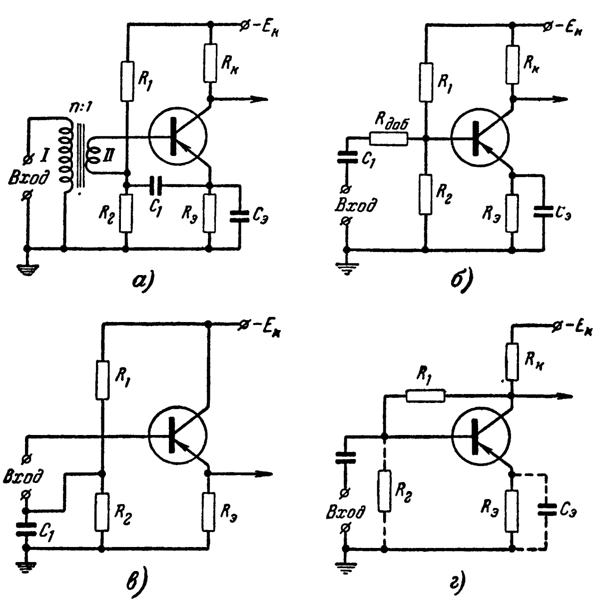


Рис. 10-42. Схемы с транзисторами, позволяющие получать высокое входное сопротивление.

а — с понижающим трансформатором; *б* — с добавочным сопротивлением; *в* — с эмиттерным повторителем; *г* — с отрицательной обратной связью.

Если входное сопротивление первого каскада без трансформатора составляет величину $R_{вх}$, то при коэффициенте трансформации n входное сопротивление схемы возрастает до величины

$$R'_{вх} = n^2 R_{вх}.$$

Для предотвращения искажений в области низших частот первичная обмотка входного трансформатора должна обладать индуктивностью не менее чем

$$L_{I\,мин} = \frac{R'_{вх}}{2\pi f_н},$$

где $f_н$ — низшая частота усиливаемых сигналов.

Второй способ позволяет получать практически любые значения входного сопротивления (соответствующим выбором добавочного сопротивления), но связан с большим проигрышем в усилении и с ухудшением коэффициента шума всего устройства, что особенно нежелательно, когда необходимо усиливать слабые сигналы.

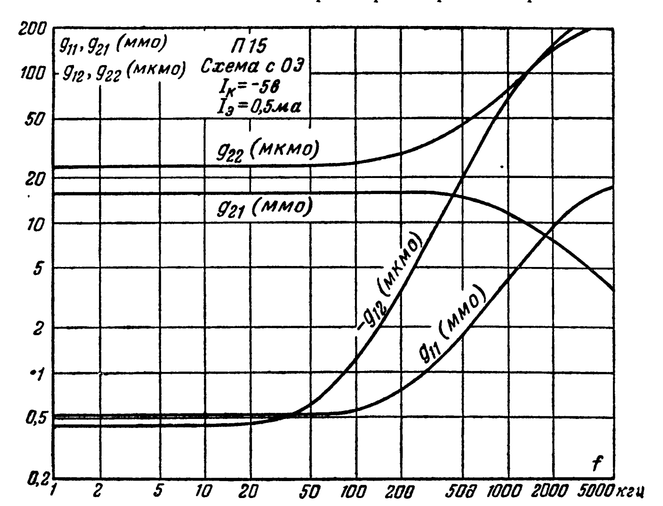
В этой схеме практически $R''_{вх} = R_{доб}$, а проигрыш в усилении по мощности достигает величины $(R''_{вх}/R_{вх})^2$, где $R_{вх}$ — входное сопротивление каскада без добавочного сопротивления.

Включение первого транзистора по схеме эмиттерного повторителя также связано с некоторым проигрышем в усилении, ибо этот же транзистор в схеме с общим эмиттером обеспечил бы больший коэффициент усиления по мощности.

Входное сопротивление эмиттерного повторителя примерно в $\frac{1}{1-\alpha}$ раз больше его сопротивления нагрузки (входного сопротивления следующего каскада), но не может превосходить значение параметра $r_к$. Таким образом, в этой схеме выгодно применять транзистор с большим (близким к единице) значением α и высоким значением $r_к$.

Типичная схема входного каскада с отрицательной обратной связью представляет собой обычный усилитель по схеме с общим эмиттером, в котором отсутствуют конденсаторы, предотвращающие возникновение обратной связи на частотах сигнала по цепям стабилизации рабочей точки. При такой схеме удается получать те же входные сопротивления, что и у эмиттерного повторителя (до 1—2 *Мом*) при аналогичном проигрыше в усилении.

Частотная зависимость параметров транзисторов. Частотная зависимость параметров транзисторов начи-



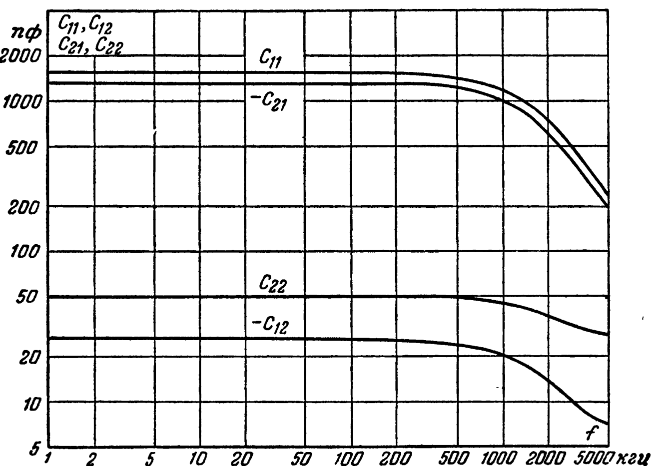


Рис. 10-43. Типичные зависимости активных и емкостных составляющих *y*-параметров плоскостного транзистора от частоты.

нает проявляться на значительно более низких частотах, чем у электронных ламп. В особенности это относится к параметрам схемы с общим эмиттером (рис. 10-43) и к мощным транзисторам. Это обстоятельство иногда приходится учитывать уже при расчете схем, работающих на частотах 5—10 *кгц*. Лишь у наиболее высокочастотных типов транзисторов, например диффузионных, значения

низкочастотных параметров остаются справедливыми до частот порядка 0,5—1 *Мгц*, причем пренебрегать наличием емкости коллекторного перехода $C_к$ даже в этой области частот уже не всегда допустимо.

Для определения свойств транзисторов на той или иной высокой частоте чаще всего пользуются y-параметрами, значения которых либо определяют путем измерений на данной частоте с помощью специальных мостов, либо расчетным путем через эквивалентные схемы.

На основе приведенной выше П-образной эквивалентной схемы, зная значения семи ее элементов, можно с приемлемой точностью рассчитать y-параметры транзистора в схеме с общим эмиттером на любой частоте вплоть до $(0{,}5 \div 0{,}8)\, f_\alpha$ по следующим формулам:

$$y_{11} \approx \frac{g_{б'.э} + \frac{1}{r_{б'}}(\theta f)^2 + j2\pi C_{б'.э} f}{1 + (\theta f)^2};$$

$$y_{12} \approx -\frac{g_{к\,б'} + 2\pi C_к \theta f^2 + j2\pi C_к f}{1 + (\theta f)^2};$$

$$y_{21} \approx S' \frac{1 - j\theta f}{1 + (\theta f)^2};$$

$$y_{22} \approx \frac{g_{к.э} + \frac{C_к}{C_{б'.э}} S'(\theta f)^2 + j2\pi C_к \left[1 + r_{б'}S' + (\theta f)^2\right] f}{1 + (\theta f)^2},$$

где $\theta = 2\pi r_{б'} C_{б'.э}$.

Пример Определим y-параметры транзистора П12 на частоте 465 *кгц*, пользуясь элементами эквивалентной схемы, приведенными в табл. 10-2 (см. стр. 196): $r_{б'} = 70$ *ом*; $g_{б'.э} = 0{,}97$ *ммо*; $g_{к.б'} = 0{,}27$ *мкмо*; $g_{к.э} = 9{,}5$ *мкмо*; $S' = 31$ *ма/в*; $C_{б'.э} = 880$ *пф*; $C_к = 15$ *пф*.

Представляя каждый y-параметр в форме

$$y_{kl} = g_{kl} + j\omega C_{kl},$$

найдем:

$$\theta = 2\pi r_{б'} C_{б'.э} = 2 \cdot 3{,}14 \cdot 70 \cdot 880 \cdot 10^{-12} = 0{,}386 \cdot 10^{-6}\ сек;$$

$$1 + (\theta f)^2 = 1 + (0{,}386 \cdot 10^{-6} \cdot 465 \cdot 10^3)^2 = 1{,}032;$$

$$g_{11} \approx \frac{g_{б'э} + \frac{1}{r_{б'}}(\theta f)^2}{1 + (\theta f)^2} = \frac{0{,}97 \cdot 10^{-3} + \frac{0{,}032}{70}}{1{,}032} = 1{,}38 \cdot 10^{-3}\ мо;$$

$$C_{11} \approx \frac{C_{б'.э}}{1 + (\theta f)^2} = \frac{880}{1{,}032} = 850\ пф;$$

$$g_{12} \approx -\frac{g_{к.б'} + 2\pi C_к \theta f^2}{1 + (\theta f)^2} =$$

$$= -\frac{0{,}27 \cdot 10^{-6} + 2 \cdot 3{,}14 \cdot 15 \cdot 10^{-12} \cdot 0{,}386 \cdot 10^{-6}(465 \cdot 10^3)^2}{1{,}032} = -7{,}85 \cdot 10^{-6}\ мо;$$

$$C_{12} \approx -\frac{C_к}{1 + (\theta f)^2} = -\frac{15}{1{,}032} = -14{,}5\ пф;$$

$$g_{21} \approx \frac{S'}{1 + (\theta f)^2} = \frac{31}{1{,}032} = 30\ ма/в;$$

$$C_{21} \approx -\frac{\theta S'}{2\pi\left[1 + (\theta f)^2\right]} = -\frac{0{,}386 \cdot 10^{-6} \cdot 31 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 3{,}14 \cdot 1{,}032} 10^{12} = -1840\ пф;$$

$$g_{22} \approx \frac{g_{к.э} + \frac{C_к}{C_{б'.э}} S'(\theta f)^2}{1 + (\theta f)^2} = \frac{9{,}5 \cdot 10^{-6} + \frac{15}{880} 31\ 10^{-3} \cdot 0{,}032}{1{,}032} = 25{,}6 \cdot 10^{-6}\ мо;$$

$$C_{22} = \frac{C_к\left[1 + r_{б'}S' + (\theta f)^2\right]}{1 + (\theta f)^2} = \frac{15\left[1 + 70 \cdot 31 \cdot 10^{-3} + 0{,}032\right]}{1{,}032} = 45{,}5\ пф.$$

10-6. РАСЧЕТ НЕКОТОРЫХ СХЕМ С ТРАНЗИСТОРАМИ

Малосигнальный усилитель низкой частоты

При известных значениях сопротивлений нагрузки $R_н$ и генератора сигнала $R_г$ и значениях h-параметров транзистора в избранной схеме включения в данной рабочей точке основные показатели одиночного каскада могут быть рассчитаны по следующим формулам:

коэффициент усиления по току

$$K_I = \frac{I_н}{I_{вх}} = \frac{h_{21}}{1 + h_{22}R_н};$$

коэффициент усиления по напряжению

$$K_U = \frac{U_н}{U_{вх}} = \frac{h_{21}R_н}{h_{11}(1 + h_{22}R_н) - h_{12}h_{21}R_н};$$

коэффициент усиления по мощности

$$K_P = \frac{P_н}{P_{вх}} = K_I K_U;$$

входное сопротивление транзистора

$$R_{вх} = \frac{h_{11}\left(h_{22} + \frac{1}{R_н}\right) - h_{12}h_{21}}{h_{22} + \frac{1}{R_н}};$$

выходное сопротивление транзистора

$$R_{вых} = \frac{h_{11} + R_г}{h_{22}(h_{11} + R_г) - h_{12}h_{21}}.$$

Для каскада с трансформаторной связью в эти формулы в качестве $R_н$ следует подставлять приведенное к первичной обмотке трансформатора сопротивление нагрузки трансформатора, а величины K_U и K_I умножать на коэффициент трансформации напряжения и тока соответственно.

Оптимальное сопротивление нагрузки $R_{н.с}$, необходимое для достижения максимального коэффициента усиления по мощности, составляет:

$$R_{н.с} = \sqrt{\frac{h_{11}}{h_{22}(h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21})}}.$$

При этом максимальный коэффициент усиления по мощности достигает значения

$$K_{P\,макс} = \frac{h_{21}^2}{\left(\sqrt{h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21}} + \sqrt{h_{11}h_{22}}\right)^2},$$

а входное сопротивление транзистора

$$R_{\text{вх.с}} = \sqrt{h_{11}^2 - \frac{h_{11}h_{12}h_{21}}{h_{22}}}.$$

Для достижения максимального эффективного коэффициента усиления по мощности внутреннее сопротивление генератора сигнала $R_\text{г}$ должно равняться величине $R_{\text{вх.с}}$.

При $R_\text{н} = R_{\text{н.с}}$ и $R_\text{г} = R_{\text{вх.с}}$

$$K_{P\text{эфф}} = K_{P\text{макс}}.$$

Ввиду сложности достижения полного согласования обычно в каскадах с общей базой и общим эмиттером $R_\text{н} \ll \ll R_{\text{н.с}}$. Тогда справедливы следующие приближенные формулы:

$$K_I \approx h_{21};$$

$$K_U \approx \frac{h_{21}R_\text{н}}{h_{11}};$$

$$K_P \approx \frac{h_{21}^2 R_\text{н}}{h_{11}};$$

$$R_\text{вх} \approx h_{11}.$$

В каскадах с общим коллектором обычно $R_\text{н} \approx R_{\text{н.с}}$, причем справедливы приближенные соотношения:

$$K_I \approx h_{21};$$

$$K_U \approx 1;$$

$$K_P \approx K_I;$$

$$R_\text{вых} \approx \frac{R_\text{г}}{h_{21}}.$$

Следует иметь в виду, что во все приведенные формулы надо подставлять значения h-параметров для того способа включения транзистора, который рассчитывается.

Пример. *Дано*: $R_\text{н} = 2$ *ком* и параметры транзистора в рабочей точке: $h_{11} = 1\,100$ *ом*; $h_{12} = 2{,}8 \cdot 10^{-4}$; $h_{21} = 32$; $h_{22} = 18{,}5$ *мкмо* (схема с ОЭ).

Определить K_I, K_U, K_P и $R_\text{вх}$.

По точным формулам

$$K_I = \frac{32}{1 + 18{,}5 \cdot 10^{-6} \cdot 2\,000} = 31;$$

$$K_U = \frac{32 \cdot 2\,000}{1\,100\,(1 + 18{,}5 \cdot 10^{-6} \cdot 2\,000) - 2{,}8 \cdot 10^{-4} \cdot 32 \cdot 2\,000} = 57;$$

$$K_P = 1\,770 \text{ (32,5 } \partial б);$$

$$R_\text{вх} = \frac{1\,100\left(18{,}5 \cdot 10^{-6} + \frac{1}{2\,000}\right) - 2{,}8 \cdot 10^{-4} \cdot 32}{18{,}5 \cdot 10^{-6} + \frac{1}{2\,000}} =$$

$$= 1\,080 \text{ ом}.$$

По приближенным формулам (для схемы с ОЭ)

$$K_I = 32;$$

$$K_U = \frac{32 \cdot 2\,000}{1\,100} = 58;$$

$$K_P = 1\,850 \text{ (32,7 } \partial б);$$

$$R_\text{вх} = 1\,100 \text{ ом}.$$

Легко заметить, что погрешность приближенного расчета не превышает 5%.

Расчет многокаскадных усилителей (рис. 10-44) ведут покаскадно, в направлении от последнего каскада к первому. При этом из-за наличия междукаскадных цепей связи, в сопротивлении которых теряется часть мощности, передаваемой от одного транзистора к следующему, коэффициенты усиления каскадов по току и по мощности оказываются меньше рассчитываемых по приведенным выше формулам для одиночного транзистора. Коэффициенты же усиления по напряжению остаются такими же, если правильно определять сопротивление нагрузки $R_\text{н}$ и сопротивление генератора сигнала $R_\text{г}$ для каждого каскада.

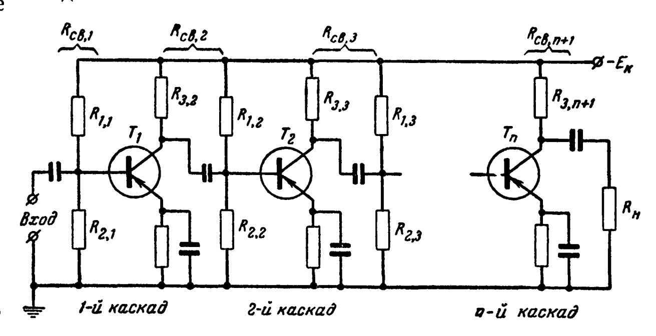


Рис. 10-44. Многокаскадный усилитель с RC-связью на транзисторах.

Обозначим через $R_{\text{св}k}$ параллельное соединение всех схемных сопротивлений, шунтирующих входную цепь транзистора k-го каскада и выходную цепь транзистора предыдущего $(k - 1)$-го каскада, так что

$$\frac{1}{R_{\text{св}k}} = \frac{1}{R_{1k}} + \frac{1}{R_{2k}} + \frac{1}{R_{3k}}.$$

Тогда в качестве сопротивления нагрузки $(k - 1)$-го каскада надо принимать параллельное соединение $R_{\text{св}k}$ и $R_{\text{вх}k}$:

$$R_{\text{н}k-1} = \frac{R_{\text{св}k}R_{\text{вх}k}}{R_{\text{св}k} + R_{\text{вх}k}},$$

где $R_{\text{вх}k}$ — входное сопротивление транзистора k-го каскада, а в качестве сопротивления генератора сигнала k-го каскада — параллельное соединение $R_{\text{св}k}$ и $R_{\text{вых}\,k-1}$:

$$R_{\text{г}k} = \frac{R_{\text{св}k}R_{\text{вых}\,k-1}}{R_{\text{св}k} + R_{\text{вых}\,k-1}},$$

где $R_{\text{вых}\,k-1}$ — выходное сопротивление транзистора $(k - 1)$-го каскада.

Обычно $R_\text{св} \ll R_\text{вых}$, так что $R_{\text{г}k} \approx R_{\text{св}k}$, что облегчает расчет.

В качестве $R_\text{н}$ последнего каскада, если сопротивление полезной нагрузки зашунтировано какими-либо схемными сопротивлениями, берут параллельное сопротивление $R_\text{н}$ с этими сопротивлениями.

В качестве $R_\text{г}$ первого каскада, если источник входного сигнала зашунтирован какими-либо схемными сопротивлениями, также берут параллельное соединение внутреннего сопротивления источника $R_\text{г}$ с этими сопротивлениями.

Входное сопротивление усилителя находят как параллельное соединение входного сопротивления транзистора первого каскада и шунтирующих входную цепь схемных

сопротивлений. Выходное сопротивление усилителя определяется как параллельное соединение выходного сопротивления транзистора последнего каскада и шунтирующих выходную цепь схемных сопротивлений.

Определяя общий коэффициент усиления по напряжению $K_{U\text{общ}}$ всего усилителя как произведение коэффициентов усиления по напряжению всех каскадов, общий коэффициент усиления по мощности находят как

$$K_{P\text{общ}} = K^2_{U\text{общ}} \frac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{н}}}.$$

Пример. Определить $K_{P\text{общ}}$ трехкаскадного усилителя, если во всех каскадах $R_1 = 5$ *ком*; $R_2 = 20$ *ком*; $R_3 = 2$ *ком*; параметры транзисторов: $h_{11} = 1$ *ком*; $h_{12} = 5 \cdot 10^{-4}$; $h_{21} = 25$; $h_{22} = 10$ *мкмо* (схема с ОЭ), а сопротивление полезной нагрузки $R_{\text{н}} = 600$ *ом*.

Ведем расчет по приближенным формулам для схемы с ОЭ:

$$R_{\text{вх}} \approx h_{11}; \quad K_U \approx \frac{h_{21}}{h_{11}} R_{\text{н}}.$$

$$R_{\text{н}3} = \frac{R_{\text{н}} R_3}{R_{\text{н}} + R_3} = \frac{600 \cdot 2\,000}{600 + 2\,000} = 460 \text{ ом};$$

$$K_{U3} = \frac{h_{21} R_{\text{н}3}}{h_{11}} = \frac{25 \cdot 460}{1\,000} = 11{,}5;$$

$$R_{\text{св}3} = R_{\text{св}2} = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}} =$$

$$= \frac{1}{\frac{1}{5} + \frac{1}{20} + \frac{1}{2}} = 1{,}33 \text{ ком};$$

$$R_{\text{н}2} = R_{\text{н}1} = \frac{R_{\text{св}3} R_{\text{вх}3}}{R_{\text{св}3} + R_{\text{вх}3}} =$$

$$= \frac{1\,330 \cdot 1\,000}{1\,330 + 1\,000} = 570 \text{ ом};$$

$$K_{U2} = K_{U1} = \frac{h_{21} R_{\text{н}2}}{h_{11}} = \frac{25}{1\,000} 570 = 14{,}2;$$

$$K_{U\text{общ}} = K_{U1} K_{U2} K_{U3} = 14{,}2^2 \cdot 11{,}5 = 2\,320;$$

$$R_{\text{св}1} = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}} = \frac{1}{\frac{1}{5} + \frac{1}{20}} = 4 \text{ ком};$$

$$R_{\text{вх}} = \frac{R_{\text{св}1} R_{\text{вх}1}}{R_{\text{св}1} + R_{\text{вх}1}} = \frac{4\,000 \cdot 1\,000}{4\,000 + 1\,000} = 800 \text{ ом};$$

$$K_{P\text{общ}} = K^2_{U\text{общ}} \frac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{н}}} =$$

$$= 2\,320^2 \cdot \frac{800}{460} = 9{,}3 \cdot 10^6 \ (69{,}7 \text{ дб}).$$

Выходной однотактный каскад с общей базой (рис. 10-45)

Для расчета выходного каскада надо задать напряжение $E_{\text{к}}$ источника, питающего коллекторную цепь транзистора, и необходимую максимальную мощность $P_{\text{н}}$ в нагрузке. По этим данным можно произвести расчет с помощью приближенных формул, обеспечивающих точность порядка $\pm 10\%$.

Приведенное к первичной обмотке выходного трансформатора сопротивление нагрузки должно составлять

$$R'_{\text{н}} \approx \frac{E^2_{\text{к}}}{3P_{\text{н}}},$$

а ток коллектора в рабочей точке

$$I_0 \approx \frac{2{,}5 P_{\text{н}}}{E_{\text{к}}}.$$

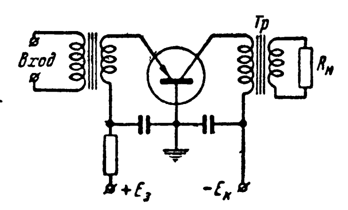


Рис. 10-45. Принципиальная схема однотактного выходного каскада с общей базой.

Транзистор, предназначенный для работы в этом каскаде, должен иметь допустимую мощность рассеяния на коллекторе $P_{\text{к.доп}} \geqslant 2{,}5 P_{\text{н}}$, допустимые токи эмиттера и коллектора не менее $2{,}5 I_0$ и допустимое напряжение на коллекторном переходе не менее $2E_{\text{к}}$.

Для точного расчета надо знать к. п. д. выходного трансформатора $\eta_{\text{т}}$ и обратный ток коллекторного перехода $I_{\text{к.о}}$ при напряжении $2E_{\text{к}}$. Точное значение максимальной мощности в нагрузке составляет:

$$P_{\text{н}} = 0{,}5 \eta_{\text{т}} R'_{\text{н}} (I_0 - I_{\text{к.о}})^2,$$

причем приведенное сопротивление нагрузки должно составлять:

$$R'_{\text{н}} = \frac{E_{\text{к}}}{I_0 [1 + 0{,}5 (1 - \eta_{\text{т}})] - I_{\text{к.о}}}.$$

Под приведенным сопротивлением нагрузки понимают величину

$$R'_{\text{н}} = \frac{n^2 R_{\text{н}}}{\eta_{\text{т}}},$$

где $n = \frac{w_1}{w_2}$ — коэффициент трансформации выходного трансформатора, а $R_{\text{н}}$ — сопротивление нагрузки.

Определив $R'_{\text{н}}$, как изложено выше, зная $R_{\text{н}}$ и задаваясь $\eta_{\text{т}} \approx 0{,}8 \div 0{,}9$, определяют n.

Входная мощность каскада, необходимая для полной его раскачки, определяется максимальным значением тока эмиттера $I_{\text{э.макс}}$, при котором ток коллектора достигает своего максимального значения $I_{\text{к.макс}} = 2I_0 - I_{\text{к.о}}$, а напряжение на коллекторе $U_{\text{к.б}}$ падает до нуля, и удвоенной амплитудой напряжения на эмиттере ($U_{\text{э.б.макс}} - U_{\text{э.б.мин}}$):

$$P_{\text{вх}} \approx \frac{I_{\text{э.макс}} (U_{\text{э.б.макс}} - U_{\text{э.б.мин}})}{8}.$$

Значения $I_{\text{э.макс}}$, $U_{\text{э.б.макс}}$ и $U_{\text{э.б.мин}}$ могут быть найдены из статических характеристик используемого транзистора для схемы с общей базой (рис. 10-46).

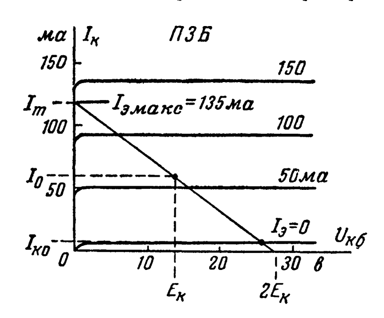
Коэффициент усиления по мощности определяется как

$$K_P = \frac{P_{\text{н}}}{P_{\text{вх}}}.$$

Среднее значение входного сопротивления транзистора определяется соотношением

$$R_{вх} = \frac{U_{э.б.\,макс} - U_{э.б.\,мин}}{I_{э.\,макс}}.$$

Для получения минимальных нелинейных искажений полезно увеличивать выходное сопротивление предоконечного каскада, однако это приводит к проигрышу в усиле-



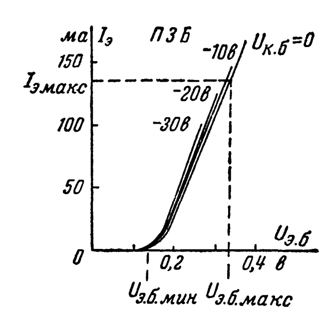


Рис. 10-46. Определение значений $I_{э.\,макс}$, $I_{к.\,о}$, $U_{э.б.\,мин}$ и $U_{э.б.\,макс}$ из семейств статических характеристик.

нии. Обычно ограничиваются выходным сопротивлением предоконечного каскада (приведенным ко вторичной обмотке входного трансформатора) 50—100 *ом* (см. расчет предоконечного каскада). В выходном каскаде по схеме с общей базой можно обеспечить малый коэффициент нелинейных искажений (до 2—3%), но усиление такого каскада относительно низкое (15—20 *дб*) и мал к. п. д. предоконечного каскада.

Пример. *Дано:* $P_н = 0{,}35$ *вт*; $E_к = 14$ *в*.
По соотношениям

$$P_{к.\,доп} \geqslant 2{,}5P_н = 0{,}88\ вт;$$

$$I_{к.\,доп} \geqslant 2{,}5I_0 = \frac{6{,}25P_н}{E_к} = 0{,}16\ а$$

и

$$U_{к.б.\,доп} \geqslant 2E_к = 28\ в$$

выбираем транзистор типа П3Б.
Сопротивление нагрузки

$$R'_н = \frac{E_к^2}{3P_н} \frac{14^2}{3 \cdot 0{,}35} = 187\ ом;$$

$$I_0 = \frac{2{,}5P_н}{E_к} = \frac{2{,}5 \cdot 0{,}35}{14} = 63\ ма.$$

Принимая $I_{э.\,макс} = \dfrac{I_{к.\,макс}}{\alpha} = \dfrac{2 \cdot 63}{0{,}93} = 13{,}5$ *ма* и определив по входным характеристикам

$$U_{э.б.\,макс} = 0{,}33\ в \ \text{ и } \ U_{э.б.\,мин} = 0{,}13\ в,$$

найдем:

$$P_{вх} = \frac{135\,(0{,}33 - 0{,}13)}{8} = 3{,}4\ мвт$$

и

$$K_p = \frac{P_н}{P_{вх}} = \frac{350}{3{,}4} = 103\ (20{,}1\ дб).$$

Выходной однотактный каскад с общим эмиттером (рис. 10-47)

Приближенный расчет $R'_н$ и I_0 может быть осуществлен по тем же формулам, что и для каскада с общей базой. Предельно допустимое напряжение коллектора в схеме с общим эмиттером у применяемого транзистора должно быть не ниже $2E_к$.

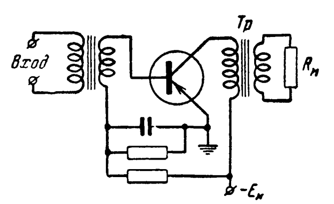


Рис. 10-47. Принципиальная схема однотактного выходного каскада с общим эмиттером.

В связи с тем, что у транзистора в схеме с общим эмиттером значительно ярче выражена нелинейность статических характеристик, точный расчет мощных каскадов удается проводить лишь графоаналитическим методом с использованием семейств выходных и входных характеристик (рис. 10-48), причем для этого надо располагать характеристиками данного экземпляра транзистора, ибо разброс их от одного экземпляра к другому велик.

После выбора с помощью приближенных формул значений $R'_н$ и I_0 на семейство выходных характеристик наносят линию нагрузки, проводя ее через точки ($E_к$, I_0) и ($2E_к$, 0). Затем в точках пересечения ее с крайними статическими характеристиками определяют минимальные и максимальные значения тока и напряжения коллектора. Точное значение выходной мощности теперь определится как

$$P_н = \frac{\eta_т(I_{к.\,макс} - I_{к.\,мин})(U_{к.э.макс} - U_{к.э.мин})}{8}.$$

Из этого же семейства определяют максимальный ток базы $I_{б.\,макс}$, при котором ток коллектора достигает значения $I_{к.\,макс}$.

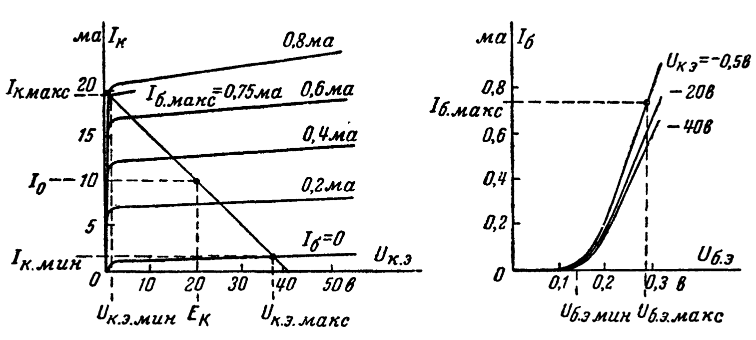


Рис. 10-48. Определение значений $I_{к.\,макс}$, $I_{к.\,мин}$, $I_{б.\,макс}$, $U_{б.э.\,макс}$ и $U_{б.э.\,мин}$ из семейств статических характеристик транзистора типа П2Б.

Затем переходят к семейству входных характеристик, с помощью которого находят максимальное напряжение базы $U_{б.э.макс}$, соответствующее току $I_{б.макс}$ (по характеристике, соответствующей напряжению $U_{к.э.мин}$), и минимальное напряжение базы $U_{б.э.мин}$, необходимое для обращения тока базы в нуль (по характеристике, соответствующей напряжению $U_{к.э.макс}$). Этим самым определены двойные амплитуды тока и напряжения базы, причем входная мощность составит

$$P_{вх} = \frac{I_{б.макс}(U_{б.э.макс} - U_{б.э.мин})}{8},$$

а коэффициент усиления по мощности

$$K_p = \frac{P_н}{P_{вх}}.$$

Среднее входное сопротивление транзистора

$$R_{вх} = \frac{U_{б.э.макс} - U_{б.э.мин}}{I_{б.макс}}.$$

Расчет может быть дополнительно скорректирован учетом падения постоянного напряжения в сопротивлении r_1 провода первичной обмотки выходного трансформатора, для чего при проведении нагрузочной линии вместо напряжения $E_к$ надо брать

$$U_0 = E_к - I_0 r_1,$$

а вместо $2E_к$ соответственно $2U_0$.

Коэффициент нелинейных искажений у каскада с общим эмиттером выше, чем у каскада с общей базой и даже при оптимальном подборе выходного сопротивления предоконечного каскада может составлять 10%. Оптимальное значение приведенного ко вторичной обмотке входного трансформатора выходного сопротивления предоконечного каскада в данной схеме лежит в пределах 30—600 *ом* (меньшие значения для более мощных каскадов). Точный расчет коэффициента нелинейных искажений и оптимального сопротивления генератора можно осуществить лишь по индивидуальным характеристикам применяемого транзистора.

Выходной трансформатор рассчитывается по тем же формулам, что и для однотактного лампового каскада (см. стр. 138), причем вместо $R_а$ подставляется значение $R'_н$, а вместо $I_{а.0}$ и I_{ma} значение I_0.

Пример. *Дано:* $P_н = 80$ *мвт*; $E_к = 10$ *в*.

По соотношениям

$$P_{к.доп} \geqslant 2{,}5P_н = 200 \text{ мвт};$$

$$I_{к.доп} \geqslant 2{,}5\,I_0 = \frac{6{,}25P_н}{E_к} = 25 \text{ ма}$$

и

$$U_{к.э.доп} \geqslant 2\,E_к = 40 \text{ в}$$

выбираем транзистор типа П2Б.

Сопротивление нагрузки

$$R'_н = \frac{E_к^2}{3P_н} = \frac{20^2}{3 \cdot 0{,}08} = 1\,670 \text{ ом};$$

$$I_0 = \frac{2{,}5P_н}{E_к} = \frac{2{,}5 \cdot 80}{20} = 10 \text{ ма}.$$

Из статических характеристик находим: $I_{к.макс} = 19{,}5$ *ма*; $I_{к.мин} = 1{,}5$ *ма*; $U_{к.э.мин} = 0{,}5$ *в*; $U_{к.э.макс} = 37$ *в*; $I_{б.макс} = 0{,}75$ *ма*; $U_{б.э.мин} = 0{,}13$ *ма*; $U_{б.э.макс} = 0{,}29$ *в*.

Принимая $\eta_т = 0{,}9$, получим точное значение выходной мощности

$$P_н = \frac{0{,}9\,(19{,}5 - 1{,}5)\,(37 - 0{,}5)}{8} = 74 \text{ мвт}.$$

Входная мощность

$$P_{вх} = \frac{0{,}75\,(0{,}29 - 0{,}13)}{8} = 0{,}015 \text{ мвт}.$$

Коэффициент усиления по мощности

$$K_p = \frac{74}{0{,}015} \approx 5\,000 \text{ (37 дб)}.$$

Входное сопротивление

$$R_{вх} = \frac{0{,}29 - 0{,}13}{0{,}75} = 0{,}213 \text{ ком} = 213 \text{ ом}.$$

Двухтактный каскад с общей базой в режиме класса В (рис. 10-49, *а*)

Сопротивление нагрузки на один коллектор (приведенное к половине первичной обмотки выходного трансформатора)

$$R'_н \approx \frac{E_к^2}{1{,}3P_н};$$

максимальный импульс тока коллектора

$$I_{к.макс} \approx \frac{2{,}6P_н}{E_к};$$

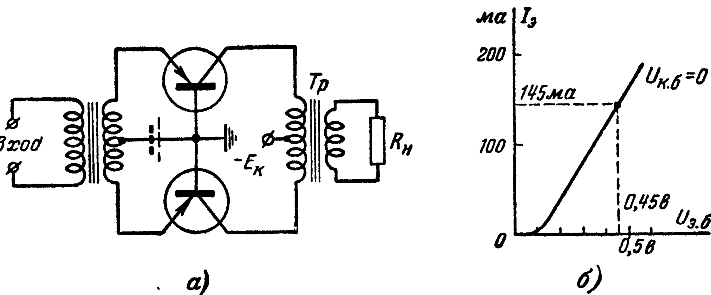


Рис. 10-49. Принципиальная схема двухтактного выходного каскада с общей базой (*а*) и входная характеристика транзистора П2Б в схеме с общей базой (*б*).

максимальная мощность, рассеиваемая на коллекторе одного транзистора,

$$P_{к.макс} \approx 0{,}2P_н;$$

максимальный импульс напряжения на коллекторе

$$U_{к.макс} = 2E_к;$$

входная мощность

$$P_{вх} = \frac{I_{э.макс} U_{э.б.макс}}{2}.$$

Среднее входное сопротивление каскада (между эмиттерами)

$$R_{вх} = \frac{4U_{э.б.макс}}{I_{э.макс}}.$$

Коэффициент усиления

$$K_P = \frac{P_{н}}{P_{вх}}.$$

Величины $I_{э.\ макс}$ и $U_{э.\ б.\ макс}$ определяются по статическим характеристикам для схемы с общей базой, причем для нахождения $U_{э.\ б.\ макс}$ используют входную характеристику транзистора при $U_{к.\ б} = 0$.

Малые нелинейные искажения достигаются при достаточно большом выходном сопротивлении предоконечного каскада (пересчитанном ко вторичной обмотке входного трансформатора) — 100 *ом* и выше или применением небольшого (для германиевых транзисторов порядка 0,1 *в*) начального смещения эмиттерных переходов в прямом направлении.

Пример. *Дано:* $E_{к} = 20$ *в*; $P_{н} = 1$ *вт*.
Определяем:

$$R'_{н} = \frac{E^2_{к}}{1{,}3P_{н}} = \frac{20^2}{1{,}3 \cdot 1} = 308\ ом;$$

$$I_{к.\ макс} = \frac{2{,}6P_{н}}{E_{к}} = \frac{2{,}6 \cdot 1}{20} = 0{,}13\ а = 130\ ма;$$

$$P_{к.\ макс} = 0{,}2\,P_{н} = 0{,}2 \cdot 1 = 0{,}2\ вт;$$

$$U_{к.\ макс} = 2\,E_{к} = 2 \cdot 20 = 40\ в.$$

Выбираем транзисторы типа П2Б.

Принимая $I_{э.\ макс} = \frac{I_{к.\ макс}}{\alpha} = \frac{0{,}130}{0{,}9} = 145$ *ма*; находим по входным характеристикам для схемы с ОБ (рис. 10-49, *б*) $U_{э.\ б.\ макс} = 0{,}45$ *в*;

$$P_{вх} = \frac{I_{э.\ макс}U_{э.\ б.\ макс}}{2} = \frac{145 \cdot 0{,}45}{2} = 33\ мвт;$$

$$R_{вх} = \frac{4U_{э.\ б.\ макс}}{I_{э.\ макс}} = \frac{4 \cdot 0{,}45}{0{,}145} = 12{,}5\ ом;$$

$$K_P = \frac{P_{н}}{P_{вх}} = \frac{1\,000}{33} = 30\ (13\ дб).$$

Двухтактный каскад с общим эмиттером в режиме класса В (рис. 10-50, *а*)

Для расчета $R'_{н}$; $I_{к.\ макс}$; $P_{к.\ макс}$; $U_{к.\ макс}$ и K_{P} справедливы формулы, приведенные для каскада с общей базой.

Входная мощность рассчитывается с помощью максимальных значений тока базы $I_{б.\ макс}$ и напряжения базы $U_{б.\ э.\ макс}$, которые определяются из статических характеристик тем же способом, что и для однотактного выходного каскада с общим эмиттером (см. выше),

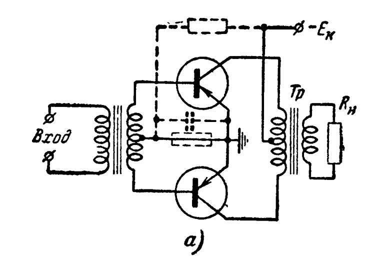
$$P_{вх} = \frac{U_{б.\ э.\ макс}\,I_{б.\ макс}}{2}.$$

Среднее входное сопротивление каскада между базами

$$R_{вх} = \frac{4U_{б.\ э.\ макс}}{I_{б.\ макс}}.$$

Нелинейные искажения минимальны при определенном оптимальном выходном сопротивлении предоконечного каскада, которое при пересчете ко вторичной обмотке входного трансформатора лежит в пределах 50—1 000 *ом* (меньшие значения для более мощных каскадов).

Уменьшение искажений при малых сигналах достигается введением небольшого начального смещения на базу (для германиевых транзисторов порядка 0,15 *в*).



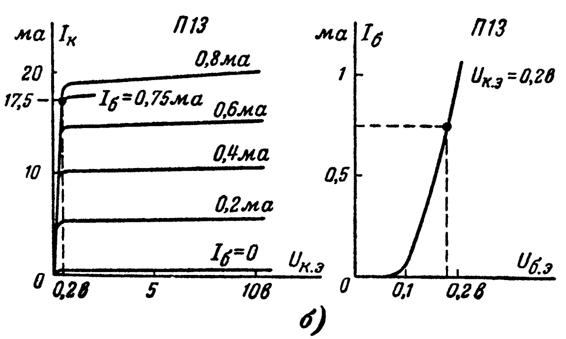


Рис. 10-50. Принципиальная схема двухтактного выходного каскада с общим эмиттером (*а*) и статические характеристики транзистора П13 в схеме с общим эмиттером (*б*).

Расчет выходных трансформаторов для двухтактных каскадов может быть произведен по тем же формулам, что и для двухтактных ламповых каскадов (см. стр. 140), причем вместо $R_{а.\ а}$ используется значение $2R'_{н}$, а вместо I_{ma} — величина $I_{к.\ макс}$; величина I_{a0} принимается равной нулю.

Пример. *Дано*: $E_{к} = 6$ *в*; $P_{н} = 40$ *мвт*.
Определяем:

$$R'_{н} = \frac{6^2}{1{,}3 \cdot 0{,}04} = 115\ ом;$$

$$I_{к.макс} = \frac{2{,}6 \cdot 40}{6} = 17{,}5\ ма;$$

$$P_{к.макс} = 0{,}2 \cdot 40 = 8\ мвт;$$

$$U_{к.макс} = 2 \cdot 6 = 12\ в.$$

Выбираем транзисторы типа П13 и по их статическим характеристикам (рис. 10-50, *б*) находим: $I_{б.макс} = 0{,}75$ *ма*, $U_{б.э.макс} = 0{,}18$ *в*,

$$P_{вх} = \frac{0{,}75 \cdot 0{,}18}{2} = 0{,}068\ мвт;$$

$$R_{вх} = \frac{4 \cdot 0{,}18}{0{,}75} = 0{,}96\ ком;$$

$$K_P = \frac{40}{0{,}068} = 590 \quad (27{,}7\ дб).$$

Предоконечный каскад (рис. 10-51)

Нагрузкой предоконечного каскада является входное сопротивление выходного каскада. Поскольку величина этого сопротивления невелика, для связи предоконечного каскада с выходным чаще всего используется междукаскад-

ный понижающий трансформатор. Коэффициент трансформации его, определяемый как

$$n = \frac{w_1}{w_2},$$

целесообразно выбирать в пределах

$$n = (0{,}4 \div 0{,}8)\, \eta_т \frac{E_к}{U_{2макс}},$$

где $E_к$ — напряжение на коллекторе транзистора предоконечного каскада; $\eta_т$ — к. п. д. междукаскадного трансформатора, а U_2 — амплитуда напряжения, возбуждающего выходной каскад. При однотактной схеме выходного каскада с общей базой

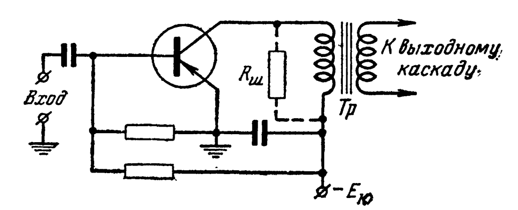


Рис. 10-51. Принципиальная схема предоконечного каскада.

$$U_{2макс} = \frac{U_{э.б.макс} - U_{э.б.мин}}{2},$$

а с общим эмиттером

$$U_{2макс} = \frac{U_{б.э.макс} - U_{б.э.мин}}{2}.$$

При двухтактной схеме выходного каскада в режиме класса В с общей базой

$$U_{2макс} = 2U_{э.б.макс},$$

а с общим эмиттером

$$U_{2макс} = 2U_{б.э.макс}.$$

Рабочая точка транзистора в предоконечном каскаде должна быть выбрана при токе коллектора не менее чем

$$I_к = \frac{2P_{вх2}}{nU_{2макс}},$$

где $P_{вх2}$ — входная мощность выходного каскада.

Если величина $P_{вх2}$ мала, то все же $I_к$ выбирают не менее 0,5 — 1 *ма* и далее рассчитывают предоконечный каскад как малосигнальный усилитель с нагрузочным сопротивлением

$$R'_н = \frac{n^2 R_{вх2}}{\eta_т},$$

где $R_{вх2}$ — входное сопротивление выходного каскада.

Если $P_{вх2}$ более 2—5 *мвт*, то дальнейший расчет предоконечного каскада ведется так же, как расчет выходного каскада с ОЭ в классе А.

Выходное сопротивление предоконечного каскада может быть рассчитано по обычной формуле малосигнального усилителя при подстановке значений h-параметров, соответствующих выбранной рабочей точке,

$$R_{вых} = \frac{h_{11} + R_г}{h_{22}(h_{11} + R_г) - h_{12}h_{21}},$$

где $R_г$ — параллельное соединение всех сопротивлений, шунтирующих входную цепь транзистора предоконечного каскада, в том числе выходное сопротивление предыдущего транзистора. Пересчитанное ко вторичной обмотке междукаскадного трансформатора оно составляет

$$R'_{вых} = \frac{R_{вых}}{n^2 \eta_т}$$

и часто оказывается больше оптимального с точки зрения минимума нелинейных искажений в выходном каскаде. В этом случае прибегают к шунтированию первичной обмотки трансформатора сопротивлением $R_ш$, причем выходное сопротивление получается равным:

$$R''_{вых} = \frac{R_{вых} R_ш}{n^2 \eta_т (R_{вых} + R_ш)}.$$

С другой стороны, при этом уменьшается сопротивление нагрузки транзистора предоконечного каскада до величины

$$R''_н = \frac{R'_н R_ш}{R'_н + R_ш},$$

и мощность, которую должен развивать предоконечный каскад, должна быть увеличена в $\left(1 + \frac{R'_н}{R_ш}\right)$ раз. Для этого надо увеличить в $\left(1 + \frac{R'_н}{R_ш}\right)$ раз ток коллектора $I_к$.

Конструктивный расчет междукаскадного трансформатора можно осуществить по формулам для выходного трансформатора однотактного лампового каскада (см. стр. 138).

Пример. Оконечный каскад, выполненный по двухтактной схеме с ОЭ в классе В, требует для своего возбуждения $U_{б.э.макс} = 0{,}25$ *в* и $P_{вх} = 0{,}8$ *мвт* ($R_{вх} = 156$ *ом*).

Для обеспечения малых нелинейных искажений $R'_{вых}$ предоконечного каскада должно составлять около 2 *ком*. Рассчитать предоконечный каскад, если $E_к = 6$ *в*, а сопротивление возбуждающего его генератора сигнала составляет $R_г = 1{,}5$ *ком*.

Определим необходимый коэффициент трансформации междукаскадного трансформатора, приняв $\eta_т = 0{,}8$ и $U_{2макс} = 2U_{б.э.макс} = 2 \cdot 0{,}25 = 0{,}5$ *в*,

$$n = 0{,}6 \cdot 0{,}8 \cdot \frac{6}{0{,}5} = 5{,}7.$$

В отсутствие шунта рабочая точка транзистора в предоконечном каскаде может быть выбрана при токе коллектора

$$I_к = \frac{2P_{вх2}}{nU_{2макс}} = \frac{2 \cdot 0{,}8}{5{,}7 \cdot 0{,}5} = 0{,}5 \text{ ма}.$$

Выберем транзистор типа П13, который при токе $I_э = 1$ *ма* обладает в схеме с ОЭ параметрами: $h_{11} = 700$ *ом*; $h_{12} = 4 \cdot 10^{-4}$; $h_{21} = 22$; $h_{22} = 12$ *мкмо*.

Выходное сопротивление транзистора при $R_г = 2$ *ком* будет составлять:

$$R_{вых} = \frac{700 + 1\,500}{12 \cdot 10^{-6}(700 + 1\,500) - 4 \cdot 10^{-4} \cdot 22} = 125\,000 \text{ ом},$$

а приведенное ко вторичной обмотке междукаскадного трансформатора

$$R'_{вых} = \frac{125\,000}{5{,}7^2 \cdot 0{,}8} = 4\,800 \text{ ом}.$$

Эта величина получилась в 2,4 раза больше требуемой (2 *ком*). В связи с этим применим шунт $R_ш$, который в параллельном соединении с $R_{вых}$ уменьшит $R_{вых}$ в 2,4 раза. Для этого надо взять $R_ш$ примерно в (2,4 — 1) = 1,4 раза меньше $R_{вых}$, т. е. 82 *ком*.

Действительно, теперь

$$R''_{вых} = \frac{125 \cdot 82}{5{,}7^2 \cdot 0{,}8\,(125 + 82)} = 1{,}9 \text{ ком}.$$

Пересчитанное к первичной обмотке сопротивление нагрузки без шунта составляло:

$$R'_н = \frac{n^2 R_{вх2}}{\eta_т} = \frac{5{,}7^2 \cdot 156}{0{,}8} = 6\,300 \text{ ом},$$

а с шунтом уменьшилось в

$$\left(1 + \frac{6{,}3}{82}\right) = 1{,}08 \text{ раза},$$

т. е. стало

$$R''_н = \frac{6{,}3}{1{,}08} \approx 5{,}8 \text{ ком}.$$

Соответственно ток коллектора в рабочей точке должен быть выбран не менее 0,56 *ма*·1,08 = 0,61 *ма*. Примем $I_э$ = 1 *ма*, и дальнейший расчет каскада может быть проведен по формулам малосигнального усилителя с $R_н = R''_н$ = 5,8 *ком*.

Каскад усиления промежуточной частоты с одиночным колебательным контуром

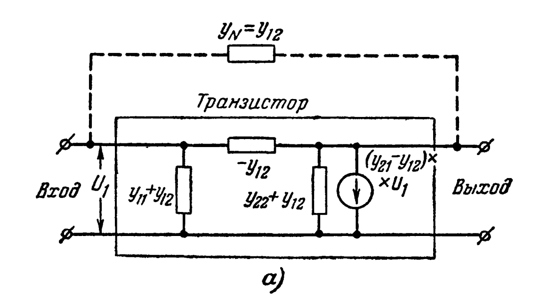
Расчет каскадов усиления промежуточной частоты осуществляется с помощью y-параметров транзистора. Каждый y-параметр представляется суммой активной и реактивной проводимостей, причем реактивная проводимость выражается с помощью эквивалентного конденсатора, емкость которого может быть как положительной, так и отрицательной величиной,

$$y_{11} = g_{11} + j\omega C_{11};$$
$$y_{12} = g_{12} + j\omega C_{12};$$
$$y_{21} = g_{21} + j\omega C_{21};$$
$$y_{22} = g_{22} + j\omega C_{22}.$$

Таким образом, для расчета надо знать восемь параметров (четыре активные проводимости и четыре емкости), характеризующих транзистор на данной частоте в избранной рабочей точке. Определение этих параметров изложено в разделе 10-5. Типичная рабочая точка транзистора в усилителе промежуточной частоты: $I_э$ = 0,5 *ма*; $U_к$ = 3 ÷ 9 *в*; схема — с общим эмиттером.

Для предотвращения возможности самовозбуждения и неустойчивой настройки каскада присущая транзистору внутренняя обратная связь, выражаемая параметром y_{12}, нейтрализуется (рис. 10-52).

Из П-образного варианта эквивалентной схемы транзистора в y-параметрах следует, что для устранения внутренней обратной связи достаточно между базой и коллектором транзистора включить внешнюю цепь, проводимость которой равнялась бы y_{12}, причем у нейтрализованного транзистора параметр y_{12} будет равняться нулю. На практике это делают включением RC-цепочки через понижающий трансформатор, переворачивающий фазу выходного напряжения. В качестве такого трансформатора используют обмотку, индуктивно связанную с катушкой колебательного контура, или контурную катушку с отводами (рис. 10-53).



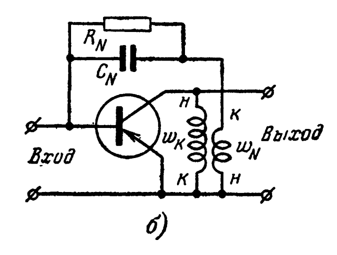
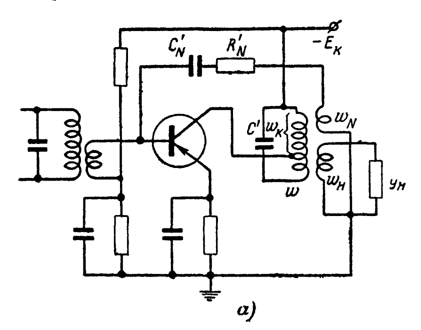


Рис. 10-52. Нейтрализация внутренней обратной связи транзистора.

а — принцип нейтрализации параметра y_{12}; *б* — реальная схема нейтрализации с трансформатором (источники питания не показаны).



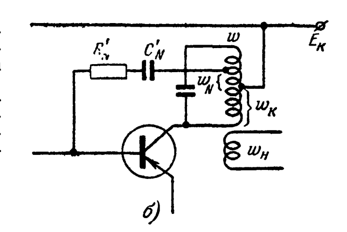


Рис. 10-53. Практическая принципиальная схема каскада усиления промежуточной частоты с нейтрализацией (*а*) и вариант схемы нейтрализации с автотрансформаторной связью (*б*).

Отношение числа витков $n = \frac{w_к}{w_N}$ целесообразно выбирать порядка 5—10, причем необходимые элементы нейтрализующей цепочки рассчитываются по формулам:

$$C_N = -nC_{12}; \qquad R_N = -\frac{1}{ng_{12}}.$$

В варианте схемы с последовательным соединением элементов нейтрализующей цепочки:

$$C'_N = C_N;$$
$$R'_N = \frac{1}{\omega^2 C_N^2 R_N}.$$

Далее расчет каскада ведут по параметрам нейтрализованного транзистора:

$$g_{11N} = g_{11} - ng_{12};\ C_{11N} = C_{11} - nC_{12};\ g_{12N} = 0;$$

$$C_{12N} = 0;\ g_{21N} = g_{21} - g_{12};\ C_{21N} = C_{21} - C_{12};$$

$$g_{22N} = g_{22} - \frac{g_{12}}{n};$$

$$C_{22N} = C_{22} - \frac{C_{12}}{n}.$$

Наибольший коэффициент усиления по мощности на резонансной частоте может достигать значения

$$K_{PN\,\text{макс}} = \frac{\eta_к\,|y_{21N}|^2}{4g_{11N}g_{22N}} \approx \frac{\eta_к\,|y_{21}|^2}{4g_{11}g_{22}},$$

где η — к. п. д. колебательного контура, определяющий потери мощности в нем,

$$\eta_к = 1 - \frac{Q_н}{Q_х};$$

здесь $Q_н$ — добротность нагруженного контура с учетом внесенных в него со стороны схемы сопротивлений, а $Q_х$ — добротность холостого контура (вне схемы). Таким образом, для предотвращения лишних потерь мощности в транзисторных усилителях промежуточной частоты всегда надо стремиться к максимальной добротности $Q_х$ применяемых колебательных контуров вне зависимости от требуемой полосы пропускания. Последняя определится нагруженной добротностью контура $Q_н$, и необходимая величина $Q_н$ рассчитывается как

$$Q_н = \frac{f_0}{\Delta f},$$

где f_0 — резонансная частота каскада, а Δf — требуемая полоса пропускания его на уровне — 3 *дб*.

Для реализации наибольшего коэффициента усиления по мощности $K_{PN\text{макс}}$ надо также правильно рассчитать связь колебательного контура с транзистором.

Колебательный контур в транзисторном усилителе промежуточной частоты служит не только для придания избирательных свойств усилителю, но выполняет еще функции согласования проводимости нагрузки $y_н$ с выходной проводимостью транзистора y_{22N}.

Максимальное усиление по мощности обеспечивается при условии, что внесенные в контур активные сопротивления со стороны нагрузки и со стороны выхода транзистора равны друг другу. Отсюда вытекает и необходимое соотношение между числами витков $w_к$ и $w_н$:

$$\frac{w_к}{w_н} = \frac{m}{l}\sqrt{\frac{g_н}{g_{22N}}},$$

где $m = \frac{w_к}{w}$ — коэффициент связи контура с транзистором, а $l = \frac{w_н}{w}$ — то же с нагрузкой. Для окончательного расчета колебательного контура надо выбрать его характеристическое сопротивление

$$\varrho = \omega L = \frac{1}{\omega C}\sqrt{\frac{L}{C}},$$

задавшись определенным значением емкости C или индуктивности L. При решении этого вопроса руководствуются соображениями стабильной настройки и получения высокой холостой добротности.

Необходимый коэффициент связи контура с транзистором при рассчитанных значениях g_{22N}, ϱ, $Q_н$ и $\eta_к$ определяется по формуле

$$m = \sqrt{\frac{\eta_к}{2Q_н\varrho g_{22N}}}.$$

После расчета величины m на основании уже полученного значения $\frac{w_к}{w_н}$ определяется необходимое значение коэффициента l.

В целях упрощения конструкции катушки иногда принимают $m = 1$ ($w_к = w$). Тогда величина ϱ однозначно определяется из последнего соотношения как

$$\varrho = \frac{\eta_к}{2Q_н g_{22N}},$$

и по ней рассчитывают необходимые значения L и C.

Также в целях упрощения конструкции катушек часто выбирают $w_N = w_н$, т. е. $n = \frac{m}{l}$. При этом цепь нейтрализации включают непосредственно между базами транзисторов двух следующих друг за другом каскадов.

Полное согласование требует также удовлетворения определенных соотношений между реактивными составляющими, вносимыми в колебательный контур. Эти требования сводятся к тому, чтобы колебательный контур настраивался в резонанс на усиливаемую частоту с учетом внесенных в него емкостей, и предусматривают включение в колебательный контур конденсатора C', емкость которого уменьшена против принятой в расчете емкости C на сумму внесенных емкостей,

$$C' = C - (m^2C_{22N} + l^2C_н + C_м),$$

где $C_м$ — монтажная емкость контура, в том числе собственная емкость катушки индуктивности L.

Входная проводимость транзистора в нейтрализованном каскаде

$$y_{вх} = y_{11N}$$

и не зависит от сопротивления нагрузки каскада. То же относится к выходной проводимости транзистора, которая в нейтрализованном каскаде не зависит от сопротивления генератора сигнала:

$$y_{вых} = y_{22N}.$$

Таким образом, нейтрализация позволяет сделать настройку колебательных контуров в многокаскадном усилителе взаимно независимой и существенно облегчает налаживание усилителя.

Пример. Рассчитать каскад усиления промежуточной частоты $f_0 = 465$ *кгц* с полосой пропускания $\Delta f = 12$ *кгц* на транзисторе типа П12. В рабочей точке ($U_к = 6$ *в*; $I_э = 1$ *ма*) на частоте 465 *кгц* его параметры составляют: $g_{11} = 1{,}38$ *ммо*; $g_{12} = -7{,}85$ *мкмо*; $g_{21} = 30$ *ма/в*; $g_{22} = 25{,}6$ *мкмо*; $C_{11} = 850$ *пф*; $C_{12} = -14{,}5$ *пф*; $C_{21} = 1\,840$ *пф*; $C_{22} = 45{,}5$ *пф*.

Выберем коэффициент трансформации в цепи нейтрализации $n = \frac{w_к}{w_N} = 6$. Тогда элементы цепи нейтрализации должны составлять:

$$C_N = -nC_{12} = -6\,(-14{,}5) = 87 \text{ пф};$$

$$R_N = -\frac{1}{ng_{12}} = -\frac{1}{6(-7{,}85\cdot 10^{-6})} = 21\cdot 10^3 \text{ ом},$$

а в варианте с последовательным соединением R'_N и C'_N:

$$C'_N = C_N = 87 \text{ пф};$$

$$R'_N = \frac{1}{\omega^2 C_N^2 R_N} = \frac{1}{(2\pi 465\cdot 10^3)^2 (87\cdot 10^{-12})^2 21\cdot 10^3} =$$

$$= 720 \text{ ом}.$$

Нагруженная добротность колебательного контура должна составлять:

$$Q_н = \frac{465}{12} = 39.$$

Примем $Q_x = 150$ и получим к. п. д. колебательного контура:

$$\eta_к = 1 - \frac{39}{150} = 0{,}74.$$

Определим параметры нейтрализованного транзистора:

$$g_{11N} = g_{11} - ng_{12} = 1{,}38\cdot 10^{-3} - 6\,(-7{,}85\cdot 10^{-6}) =$$

$$= 1{,}43\cdot 10^{-3} \text{ мо};$$

$$g_{21N} = g_{21} - g_{12} \approx g_{21} = 30\cdot 10^{-3} \text{ мо}; \quad g_{22N} = g_{22} -$$

$$- \frac{g_{12}}{n} = 25{,}6\cdot 10^{-6} + \frac{7{,}85\cdot 10^{-6}}{6} = 27\cdot 10^{-6} \text{ мо};$$

$$C_{11N} = C_{11} - nC_{12} = 850 + 6\cdot 14{,}5 = 937 \text{ пф};$$

$$C_{21N} = C_{21} - C_{12} = -1\,840 + 14{,}5 = -1\,825 \text{ пф};$$

$$C_{22N} = C_{22} - \frac{C_{12}}{n} = 45{,}5 + \frac{14{,}5}{6} = 48 \text{ пф}.$$

Максимальный коэффициент усиления

$$K_{PN\text{макс}} = \frac{\eta_к\left[g_{21}^2 + (2\pi f_0 C_{21})^2\right]}{4 g_{11N} g_{22N}} =$$

$$= \frac{0{,}74\,[(30\cdot 10^{-3})^2 + (-2\cdot 3{,}14\cdot 465\cdot 10^3\cdot 1\,825\cdot 10^{-6})^2]}{4\cdot 1{,}43\cdot 10^{-3}\cdot 27\cdot 10^{-6}} =$$

$$= 4\,640,$$

т. е. 36,7 *дб*.

Считая, что полезной нагрузкой данного каскада является входное сопротивление аналогичного следующего каскада усиления промежуточной частоты, примем $g_н = g_{11N} = 1{,}43\cdot 10^{-3}$ *мо*.

Тогда отношение витков

$$\frac{w_к}{w_н} = \sqrt{\frac{g_н}{g_{22N}}} = \sqrt{\frac{1{,}43\cdot 10^{-3}}{27\cdot 10^{-6}}} = 7{,}3.$$

Из соображений стабильной настройки выберем емкость колебательного контура $C = 300$ *пф*. Тогда

$$\varrho = \frac{1}{2\pi f_0 C} = \frac{1}{2\cdot 3{,}14\cdot 465\cdot 10^3\cdot 300\cdot 10^{-12}} = 1\,140 \text{ ом}$$

и коэффициент связи контура с транзистором должен составлять:

$$m = \frac{w_к}{w} = \sqrt{\frac{\eta_к}{2Q_н \varrho g_{22N}}} =$$

$$= \sqrt{\frac{0{,}74}{2\cdot 39\cdot 1\,140\cdot 27\cdot 10^{-6}}} = 0{,}56$$

Коэффициент связи с нагрузкой

$$l = \frac{w_н}{w} = m\frac{w_н}{w_к} = \frac{0{,}56}{7{,}3} = 0{,}077.$$

Итак, катушка колебательного контура должна иметь отводы от 56% витков для связи с коллектором ($m = 0{,}56$) и от $\left(56\% + \frac{56\%}{6}\right) = 65{,}5\%$ ($n = 6$) для цепи нейтрализации (считая от конца, присоединенного к коллектору транзистора), а катушка связи со следующим транзистором в отсутствие индуктивности рассеяния (при размещении ее в общем броневом сердечнике с контурной катушкой) должна содержать 7,7% ($l = 0{,}077$) полного числа витков контурной катушки.

Считая $C_м = 15$ *пф* и $C_н = C_{11N}$, определим необходимую емкость схемного конденсатора колебательного контура:

$$C' = C - (m^2 C_{22N} + l^2 C_н + C_м) = 300 - (0{,}56^2\cdot 48 +$$

$$+ 0{,}077^2\cdot 937 + 15) = 264 \text{ пф}.$$

10-7. ПРАКТИЧЕСКИЕ СХЕМЫ С ПОЛУПРОВОДНИКОВЫМИ ПРИБОРАМИ

Усилитель для слухового аппарата (рис. 10-54)

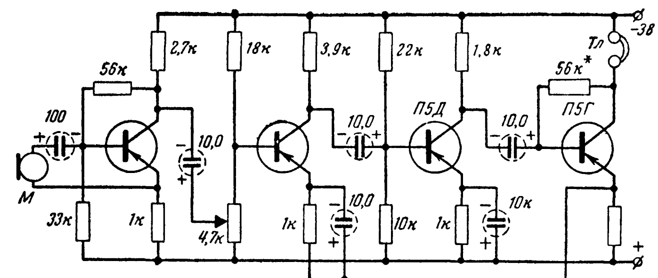


Рис. 10-54. Схема усилителя для слухового аппарата.

Коэффициент усиления около 70 *дб*. Выходная мощность 2 *мвт*. Сопротивление телефона постоянному току 250 *ом*. Подбором сопротивления, отмеченного на принципиальной схеме звездочкой (56 *ком*), уточняется рабочая точка выходного транзистора: его ток коллектора должен составлять 2 *ма*. В схеме могут быть также применены транзисторы типов П13Б (в первых двух каскадах) и П13А (в третьем и четвертом каскадах). В качестве микрофона можно применять как пьезоэлектрический, так и электромагнитный капсюль.

Усилитель для переносного граммофонного проигрывателя (рис. 10-55)

Выходная мощность 400 *мвт* при входном напряжении около 300 *мв*. Полоса усиливаемых частот 60—8 000 *гц*. Среднее потребление тока при воспроизведении музыки около 30 *ма*. Термосопротивление *ТС* типа КМТ-12 на 130 *ом* (при температуре 20° С) обеспечивает температурную стабилизацию транзисторов выходного каскада. Подбором сопротивления, отмеченного звездочкой (3 *к*), устанавливается начальный ток коллекторов у транзисторов выходного каскада (типа П13А). Он должен составлять в отсутствие сигнала 3 *ма*. Оба трансформатора собираются на сердечниках из пластин Ш-12, набор 18 *мм*. Трансформатор $Тр_1$ имеет обмотки: *I* — 1 950 витков провода ПЭЛ 0,12; *II* — 2 × 500 витков провода ПЭЛ 0,3 (оба

плеча наматываются одновременно — в два провода). Трансформатор $Тр_2$ имеет обмотки: *I* — 2 × 158 витков провода ПЭЛ 0,4 (оба плеча также наматываются одновременно — в два провода); *II* — 64 витка провода ПЭЛ 0,8 (под сопротивление звуковой катушки громкоговорителя 5 *ом*). Звукосниматель может быть как пьезоэлектрический, так и высокоомный электромагнитный.

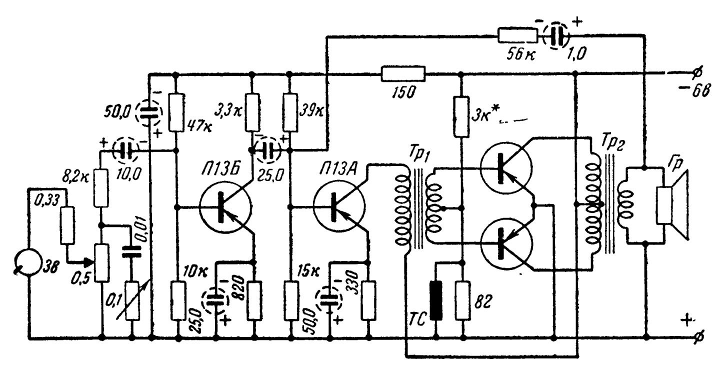


Рис. 10-55. Схема усилителя для переносного граммофонного проигрывателя.

Четырехваттный усилитель (рис. 10-56)

Усилитель может быть применен в автомобильном приемнике при питании от стартерного аккумулятора, или в радиоприемниках, в том числе переносных, питающихся от аккумуляторов, батарей или от сети. Расход тока в режиме молчания около 70 *ма*, а при максимальной выходной мощности до 1 *а*. Коэффициент полезного действия выходного каскада достигает 75%. Входной сигнал около 0,5 *в*. Коэффициент нелинейных искажений не превышает 3% при выходной мощности до 3 *вт*. Полоса усиливаемых частот 50 — 10 000 *гц*.

Для защиты мощных транзисторов и схемы от повреждений в усилитель введены три плавких предохранителя; два из них (на 1 *а*) должны иметь сопротивление не более 0,15 *ом*. Нелинейное термосопротивление *ТС* берется типа ММТ-9 на 50 *ом* (при температуре 20° С). Потенциометр R_1 служит для установки исходной рабочей точки транзисторов выходного каскада. Начальный ток коллекторов каждого из транзисторов П203 в отсутствие сигнала должен составлять 15 *ма*. Для симметрирования токов обоих плеч служит потенциометр R_2.

Междукаскадный трансформатор $Тр_1$ выполняется на сердечнике из пластин, Ш-12, набор 18 *мм* без зазора. Обмотка *I* состоит из 690 витков, обмотка *II* — из 110 витков, обмотки *III* и *IV* содержат по 850 витков каждая. Все обмотки выполняются проводом ПЭЛ 0,17.

Выходной трансформатор $Тр_2$ собирается на сердечнике из пластин Ш-15, набор 20 *мм* с зазором 0,1 *мм*. Обмотка *I* содержит 44 пары витков провода ПЭЛ 0,8, а обмотка *II* —46 пар витков того же провода.

Усилитель рассчитан на работу с громкоговорителем с сопротивлением звуковой катушки постоянному току 3,5 *ом*. Для работы от звукоснимателя к усилителю должен быть добавлен один каскад предварительного усиления, например по схеме первого каскада предыдущего усилителя.

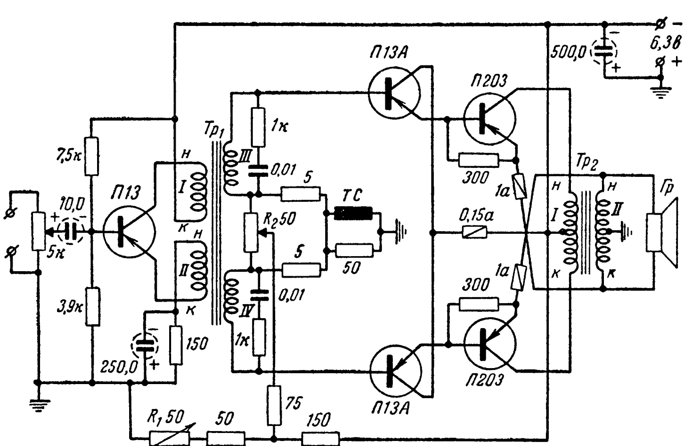


Рис. 10-56. Схема четырехваттного усилителя.

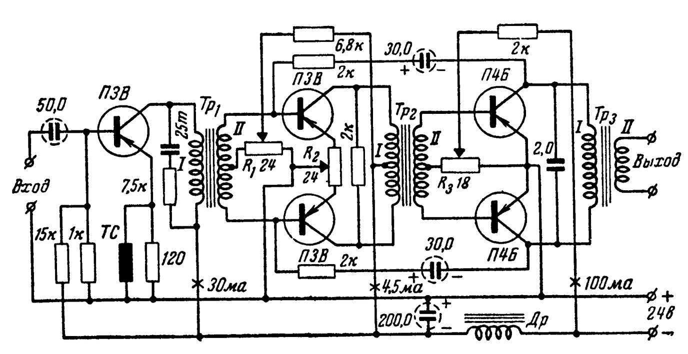


Рис. 10-57. Схема мощного усилителя для радиоузла.

Мощный усилитель для радиоузла (рис. 10-57)

Выходная мощность усилителя достигает 30 *вт*. Рабочая полоса частот 150 — 4 000 *гц*. Коэффициент нелинейных искажений не более 8%. Номинальное напряжение входного сигнала 200 *мв*. Питание осуществляется от аккумуляторов или от сети переменного тока через выпрямитель на 24 *в*, обеспечивающий ток 2 *а*.

В качестве термосопротивления *ТС* применяются восемь термосопротивлений типа ММТ-1 на 2 *ком*, соединенные параллельно.

Потенциометр R_1 служит для установки начального тока коллекторов второго каскада 4 *ма* (в отсутствие сигнала). Потенциометр R_2 служит для симметрирования коллекторных токов в этом каскаде. Потенциометр R_3 служит для установки начального тока коллекторов выходного каскада 100 *ма*. При максмимальной выходной мощности этот ток достигает 2 *а*.

Транзисторы П3В снабжаются дополнительными алюминиевыми теплоотводящими пластинами толщиной 6 *мм*, имеющими поверхность 70—100 $см^2$. Транзисторы П4Б снабжаются радиаторами в виде алюминиевых пластин толщиной 6 *мм* и размерами 200 × 200 *мм*.

Трансформатор $Тр_1$ собирается на сердечнике из пластин Ш-11, набор 22 *мм*. Обмотка *I* состоит из 2 400 витков провода ПЭЛ 0,12, а обмотка *II* — из 2 × 260 витков провода ПЭЛ 0,21.

Трансформатор $Тр_2$ собирается на сердечнике из пластин Ш-15, набор 40 *мм*. Обмотка *I* состоит из 2 × 558 витков провода ПЭЛ 0,2, а обмотка *II* — из 2 × 128 витков провода ПЭЛ 0,45.

Трансформатор $Тр_3$ собирается на сердечнике из пластин Ш-19, набор 40 *мм*. Обмотка *I* состоит

из 2 × 80 витков провода ПЭЛ 1,25, а обмотка *II* — из 90 пар витков провода ПЭЛ 1,25, которые соединяются параллельно для получения 15 *в* или последовательно для получения 30 *в* выходного напряжения.

Все обмотки каждого трансформатора наматываются совместно (в четыре провода). Два провода образуют два плеча (половины) первичной обмотки, а другие два провода — два плеча вторичной обмотки.

Дроссель *Др* изготовляется на сердечнике из пластин Ш-11, набор 22 *мм* с зазором 1 *мм*. Обмотка состоит из 1 500 витков провода ПЭЛ 0,27.

Для работы от звукоснимателя усилителю должен предшествовать каскад, обеспечивающий высокое входное сопротивление (дополнительное усиление по напряжению может отсутствовать: $K_U = 1$).

Карманный приемник прямого усилителя (рис. 10-58)

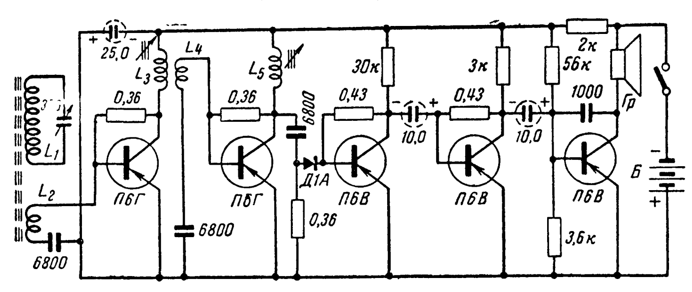


Рис. 10-58. Схема карманного приемника прямого усиления.

Приемник предназначен для приема местных радиостанций, работающих в диапазоне длинных волн (700—1 800 *м*). В качестве громкоговорителя применяется капсюль типа ДЭМ-4. Питание осуществляется от трех последовательно соединенных элементов типа ФБС. Катушки L_1 (250 витков) и L_2 (12 витков) наматываются проводом ПЭЛШО 0,12 на ферритовый стержень длиной 90 *мм* и диаметром 7 *мм*. Катушки L_3, L_4 изготовляются в сердечнике типа СБ-1а из карбонильного железа и состоят из 300 и 30 витков провода ПЭЛ 0,1 соответственно. Катушка L_5 изготовляется на таком же сердечнике и состоит из 450 витков провода ПЭЛ 0,1.

В приемнике могут быть также применены транзисторы типов П14 или П15 (вместо П6Г) и П13 или П13А (вместо П6В).

Портативный супергетеродинный приемник (рис. 10-59)

Приемник предназначен для громкоговорящего приема в диапазоне средних волн местных станций на внутреннюю ферритовую антенну и удаленных станций при использовании внешней антенны. В походном состоянии питание приемника осуществляется от аккумулятора, а в стационарных условиях может производиться от сети переменного тока, причем одновременно происходит подзарядка аккумуляторов.

Аккумуляторная батарея состоит из четырех миниатюрных аккумуляторов типа ЦНК-0,4 и развивает напряжение около 6 *в*. Заряд их осуществляется с помощью диода типа ДГ-Ц27 через сопротивление *R*, величина которого должна составлять 2,5 *ком* при напряжении сети 110/127 *в* и 5 *ком* при 220 *в* (сопротивление проволочное, 10 *вт*). Выходная мощность приемника превышает 100 *мвт*.

Чувствительность при приеме на внутреннюю антенну достигает 1 *мв/м*. Промежуточная частота 465 *кгц*.

Гнездо для включения внешней антенны имеет автоматический контакт, который при приеме на внутреннюю антенну замыкает конденсатор C_1 на землю.

Катушка L_1 наматывается на плоском ферритовом стержне размерами 100 × 20 × 3 *мм* и содержит 93 витка литцендрата ЛЭШО 15 × 0,05 с отводом от 6-го витка. Катушка L_2 выполняется на цилиндрическом ферритовом стержне диаметром 2,8 *мм* и длиной 16 *мм* и состоит из 160 витков, выполненных пятью сложенными вместе проводами ПЭЛ 0,06. Отводы (считая от нижнего по принципиальной схеме конца) делаются от 6 и 14-го витков.

Катушки контуров промежуточной частоты выполняются в броневых ферритовых сердечниках диаметром 8,6 *мм* и высотой 8 *мм* (обе чашки), снабженных подстроеч-

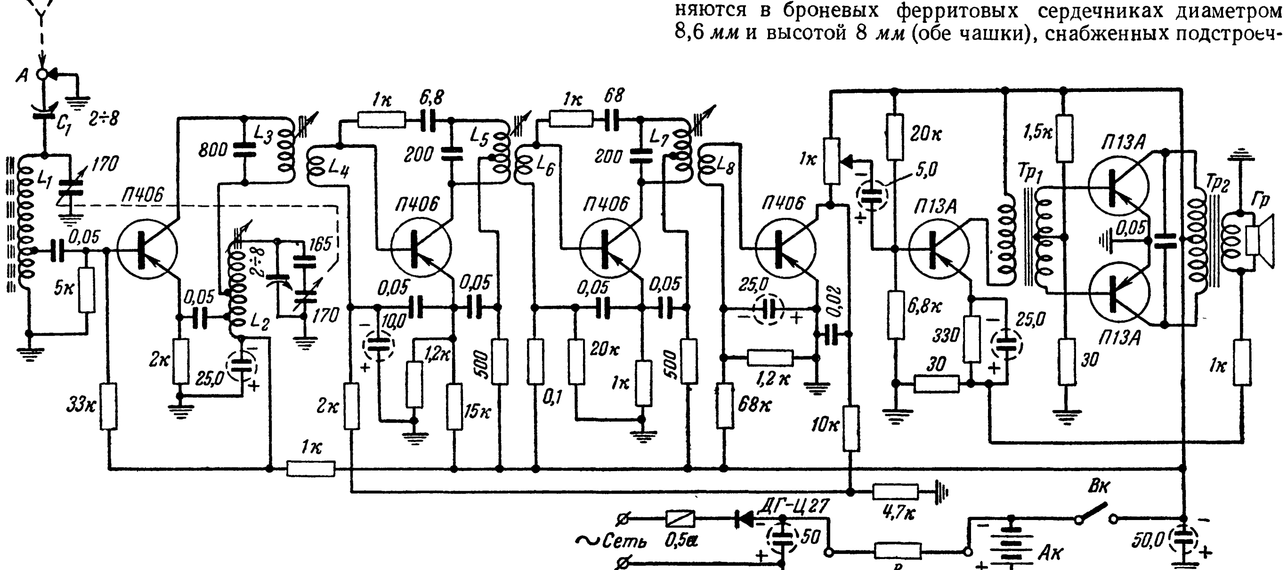


Рис. 10-59. Схема портативного супергетеродинного приемника.

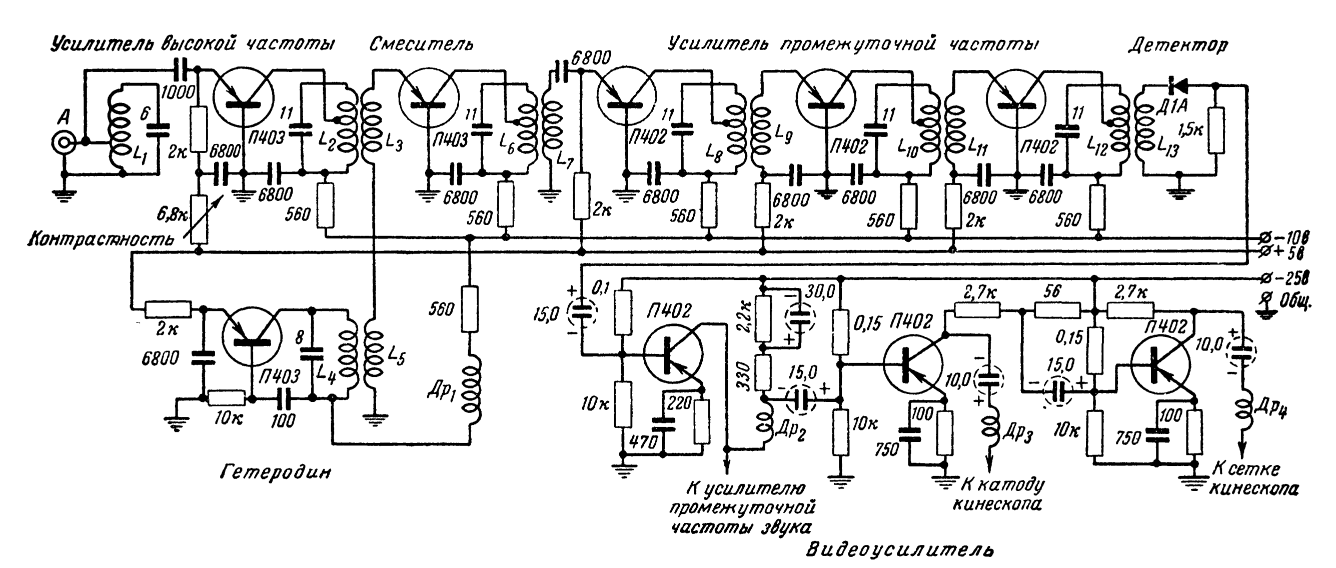


Рис. 10-60. Схема канала изображения телевизионного приемника.

ными стержнями диаметром 2,8 и длиной 12 *мм*. Катушка L_3 состоит из 80 витков провода ПЭЛ 0,09. Катушка L_4 содержит 24 витка того же провода. Катушки L_5 и L_7 состоят из 160 витков провода ПЭЛ 0,09 каждая с отводом (считая от нижних по схеме концов) от 125-го витка. Катушки L_6 и L_8 содержат по 40 витков того же провода. Все сердечники высокочастотных катушек из феррита марки Ф-600.

Низкочастотные трансформаторы $Тр_1$ и $Тр_2$ выполняются на сердечниках ОШ-6 из оксифера марки М-2000 или на сердечниках из пермаллоя 45%, пластины Ш-6, набор 6 *мм*. Первичная обмотка трансформатора $Тр_1$ состоит из 1 600 витков, а вторичная — из 500 пар витков провода ПЭЛ 0,1. Трансформатор $Тр_2$ имеет первичную обмотку из 245 пар витков провода ПЭЛ 0,18 и вторичную из 93 витков провода ПЭЛ 0,35 (под сопротивление звуковой катушки громкоговорителя 7,5 *ом*).

Канал изображения телевизионного приемника (рис. 10-60)

Приемник рассчитан для работы с кинескопом типа 18ЛК5Б или 18ЛК10А. Чувствительность приемника порядка 800 *мкв*. Для повышения ее до 200 *мкв* надо добавить еще один каскад усиления промежуточной частоты. Полоса пропускаемых частот усилителя промежуточной частоты от 27,75 до 34,25 *Мгц*, видеоусилителя — более 4,5 *Мгц*.

Данные контурных катушек для настройки на первую программу (49,75 — 56,26 *Мгц*): L_1 — 8 витков провода ПЭЛШО 0,2 с отводом от 3-го витка; L_2 — 8 витков провода ПЭЛШО 0,2; L_4 — 7 витков провода ПЭЛШО 1,2; катушки L_3 и L_5 состоят из 3 витков провода ПЭЛШО 0,12 каждая и наматываются поверх катушек L_2 и L_4 соответственно. Катушки L_1 — L_5 выполняются на каркасах диаметром 9 *мм*, снабженных подстроечными сердечниками.

Катушки L_6 — L_{13} контуров промежуточной частоты наматываются проводом ПЭЛШО 0,12 на таких же каркасах и содержат следующие числа витков: L_6, L_8, L_{10} и L_{12} — по 11 витков с отводом от 8-го витка каждая; L_7, L_9 и L_{11} — по 3 витка каждая (наматываются поверх катушек L_6, L_8 и L_{10} соответственно); L_{13} — 7 витков (наматывается поверх катушки L_{12}).

Дроссель $Др_1$ состоит из 25 витков провода ПЭЛШО 0,08, намотанных на сопротивление МЛТ-0,5 на 0,1 *Мом*. Дроссели $Др_2$, $Др_3$ и $Др_4$ имеют намотку «Универсаль» и состоят из 35 витков ($Др_2$) и 110 витков ($Др_3$ и $Др_4$) провода ПЭЛШО 0,1; каркасы диаметром 2 *мм*.

Преобразователь постоянного напряжения для питания анодных цепей ламп батарейного приемника (рис. 10-61)

Преобразователь (на транзисторах типа П2Б) дает напряжение 70—80 *в* при токе нагрузки до 20 *ма* и потреб-

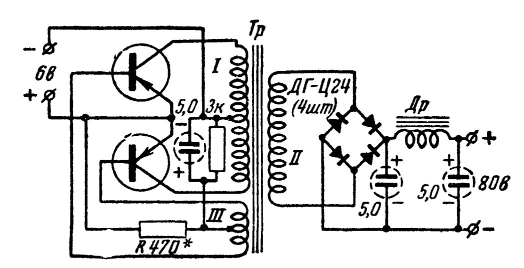


Рис. 10-61. Схема преобразователя постоянного напряжения.

ляет при этом ток от первичного источника около 0,3 *а*, обеспечивая бóльшую в сравнении с вибропреобразователем экономичность и надежность.

Трансформатор и дроссель выполняются на сердечниках Ш-16, набор 16 *мм*. Обмотки трансформатора: *I* — 2 × 33 витка ПЭЛ 0,35; *II* — 540 витков ПЭЛ 0,12; *III* — 2 × 10 витков ПЭЛ 0,15. Дроссель имеет 300 витков провода ПЭЛ 0,2.

Сглаживающий фильтр с транзистором (рис. 10-62)

Фильтр с транзистором равноценен фильтру с дросселем, индуктивность которого при токе 50 *ма* составляет 20 *гн*. Помимо сглаживания пульсации, транзистор (типа П2А),

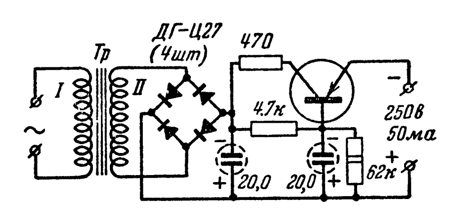


Рис 10.-62. Схема сглаживающего фильтра с транзистором.

работая эмиттерным повторителем, создает низкое выходное сопротивление выпрямителя (200—500 *ом*).

Регуляторы напряжения и тока (рис. 10-63)

При понижении постоянных напряжений с помощью потенциометров или делителей ток, проходящий через них, обычно приходится выбирать в несколько раз больше максимального тока нагрузки. Это приводит к значительным потерям мощности. Применение транзистора в сочетании с потенциометром (схема *а*) позволяет сохранить нагрузочные характеристики потенциометра при увеличении его сопротивления в $\frac{1}{1-\alpha}$ раз, причем от источника практически потребляется лишь ток, поступающий в нагрузку.

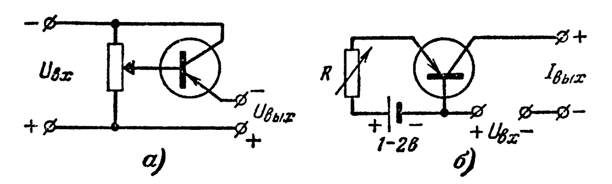


Рис. 10-63. Схемы регуляторов напряжения (*а*) и тока (*б*).

Для получения постоянного тока, не зависящего от сопротивления, через которое он проходит, приходится пользоваться источником высокого напряжения, во много раз превышающего наибольшее напряжение в нагрузке, и последовательно включать большое постоянное сопротивление, в котором теряется значительная мощность. Включая транзистор по схеме *б*, можно получить практически не зависящий от сопротивления нагрузки ток при напряжении источника $U_{вх}$, равном максимальному падению напряжения в нагрузке. Изменением сопротивления *R* в низковольтной вспомогательной цепи можно регулировать ток в нагрузке.

Электротермометр (рис.10-64)

Схема неуравновешенного моста, в одно из плеч которого включено термосопротивление, позволяет осуществлять дистанционное измерение температуры жидкостей или газов в интервале от 0 до +100° С с точностью до 1° С.

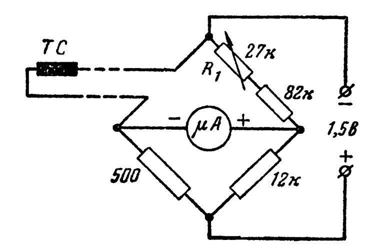


Рис. 10-64. Схема электротермометра.

Шкала прибора практически линейна. Балансировка моста осуществляется при низшей температуре термосопротивления (0° С) при помощи подстроечного сопротивления R_1. Термосопротивление *ТС* типа ММТ-4 на 2 *ком* (при температуре 20 ° С). Микроамперметр типа М24 на 100 *мка*.

Питание моста должно быть стабилизировано.

Сигнализатор превышения допустимой температуры (рис. 10-65)

Схема основана на развитии релейного эффекта в термосопротивлении. По мере повышения температуры сопротивление *ТС* уменьшается и при некоторой температуре возникает ток, достаточный для дальнейшего саморазо-

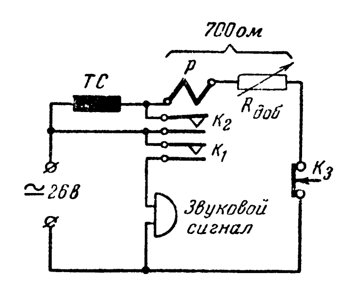


Рис. 10-65. Схема сигнализатора превышения допустимой температуры.

грева термосопротивления. Этот саморазогрев приводит к лавинообразному увеличению тока, вызывающему срабатывание реле *Р*. Контакты K_1 реле включают звуковой сигнал, а контакты K_2 замыкают термосопротивление, предохраняя его от излишней перегрузки. Возврат схемы в исходное состояние осуществляется разрывом цепи с помощью кнопки K_3.

В схеме применяется термосопротивление типа КМТ-10. Электромагнитное реле должно иметь ток срабатывания в пределах 15—30 *ма*. В зависимости от номинального значения термосопротивления и напряжения питания могут быть установлены различные температуры возникновения релейного эффекта в пределах до +120° С. Суммарное сопротивление обмотки реле и добавочного сопротивления $R_{доб}$ должно при выбранном напряжении питания ограничивать максимальный ток в цепи реле (30—40 *ма*).

Дистанционный регулятор громкости с подогревным термосопротивлением (рис. 10-66)

Транзисторы T_1 и T_2 образуют два следующих друг за другом каскада усилителя низкой частоты. Подогревная обмотка термосопротивления получает питание от источника коллекторного напряжения. Сопротивление 500 *ом* ограничивает максимальный ток подогрева 20 *ма*.

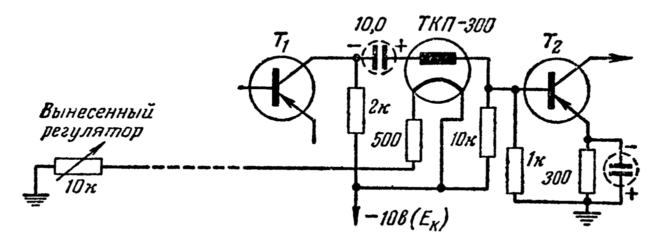


Рис. 10-66. Схема дистанционного регулятора громкости с подогревным термосопротивлением.

Фотореле (рис. 10-67)

Фотосопротивление *ФС* типа ФСК-1 или ФСК-2. Ток срабатывания реле 1—2 *ма*. При необходимости управлять мощной цепью применяют вторичное реле, включаемое контактами фотореле.

При пониженном напряжении питания (10—30 *в*) чувствительность фотореле уменьшается, но возможно при-

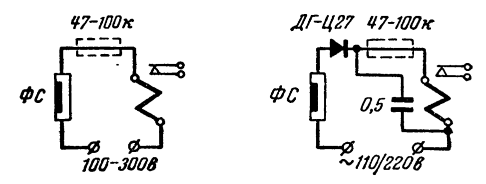


Рис. 10-67. Схема фотореле.

менение реле с бо́льшими токами срабатывания (до 10 *ма*). Для предотвращения перегрузки фотосопротивлений в схему вводят ограничивающее максимальный ток сопротивление (изображено штриховыми линиями), которое в соответствии с питающим напряжением выбирается из расчета предельно допустимой мощности, рассеиваемой фотосопротивлением.

Усилитель постоянного тока для миллиамперметра (рис. 10-68)

Добавление к миллиамперметру простой схемы с двумя транзисторами, питающейся от одного элемента типа ФБС,

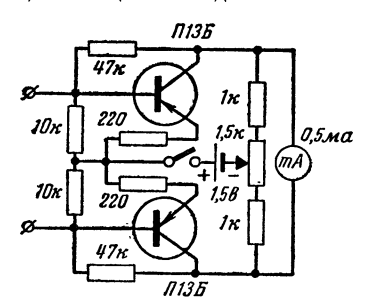


Рис. 10-68. Схема усилителя постоянного тока для миллиамперметра.

позволяет повысить чувствительность измерительного прибора в 20—50 раз: при использовании миллиамперметра со шкалой на 0,5 *ма* схема обеспечивает отклонение стрелки на всю шкалу при входном токе 10—20 *мка*. Для установки нуля служит потенциометр на 1,5 *ком*. Расход тока от гальванического элемента составляет около 1 *ма*.

Прибор для измерения обратного тока коллектора и коэффициента усиления по току в схеме с общим эмиттером (рис. 10-69)

В показанном на схеме положении *1* переключателя *П* производится измерение обратного тока коллектора $I_{к.\,о}$ при напряжении на коллекторе около —3,5 *в*. В положении *2* переключателя с помощью потенциометра R_1 производится установка стрелки микроамперметра на нуль

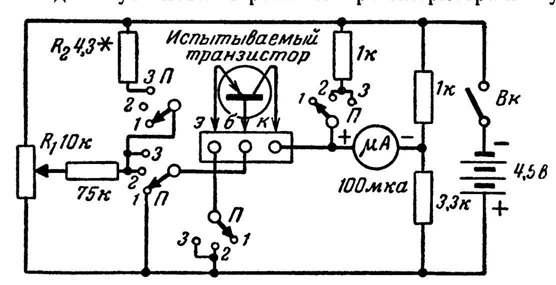


Рис. 10-69. Схема прибора для измерения обратного тока коллектора и коэффициента усиления по току.

(установка рабочей точки транзистора). При этом подготавливается рабочая точка испытываемого транзистора к измерению коэффициента усиления $I_к = 1$ *ма*; $U_к = -3{,}5$ *в*). При переводе переключателя *П* в положение *3* (измерение $h_{21}^э$) ток базы увеличивается на 1 *мка* (по цепи сопротивления R_2). Вызванное этим приращение тока коллектора, отмечаемое микроамперметром, равно коэффициенту усиления по току в схеме с общим эмиттером $h_{21}^э = \frac{\alpha}{1-\alpha}$. Все сопротивления должны быть подобраны с точностью 1—2%, а сопротивление R_2, отмеченное звездочкой, целесообразно уточнить путем подгонки шкалы $h_{21}^э$ непосредственно с помощью транзистора с известным значением $h_{21}^э$. Без такой подгонки погрешность измерения $h_{21}^э$ может составлять 20%.

В схеме следует применить микроамперметр с возможно меньшим сопротивлением рамки.

Для испытания транзисторов *n-p-n*-типа надо сменить полярность батареи и микроамперметра.

Питание прибора осуществляется от одной батарейки типа КБС-Л-0,5.

ГЛАВА ОДИННАДЦАТАЯ

РАДИОДЕТАЛИ

11-1. СОПРОТИВЛЕНИЯ

Сопротивления, применяемые в радиолюбительской практике, весьма разнообразны как по конструктивным, так и по электрическим данным. Они делятся на два основных вида: проволочные и непроволочные. Как те, так и другие могут быть регулируемые (переменные) и нерегулируемые (постоянные).

Наибольшее распространение получили непроволочные сопротивления. По сравнению с проволочными они имеют значительно меньшие размеры, обладают незначительной индуктивностью и собственной емкостью, величина их активного сопротивления не изменяется в широком диапазоне частот и, кроме того, они просты в производстве и поэтому дешевы.

Проволочные сопротивления, однако, более стабильны при длительной электрической нагрузке, при изменениях температуры и влажности окружающей среды, а также во времени. Кроме того, они могут быть рассчитаны на сравнительно большую мощность рассеяния и изготовлены самим радиолюбителем, между тем как непроволочные сопротивления можно изготовить только в промышленных условиях.

Обозначения на схемах

На принципиальной схеме практического характера рядом с условным графическим изображением сопротивления в виде прямоугольника (рис. 11-1) помещают и его буквенное обозначение (прописная латинская буква *R*)

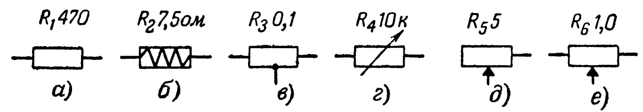


Рис. 11-1. Условные обозначения сопротивлений.

а — постоянное сопротивление; *б* — проволочное сопротивление; *в* — сопротивление с отводом; *г* — переменное сопротивление; *д* — реостат; *е* — потенциометр.

с порядковым цифровым (иногда с буквенным) индексом (например, R_1, R_2, R_3 и т. д.), а также указывают номинальную величину сопротивления.

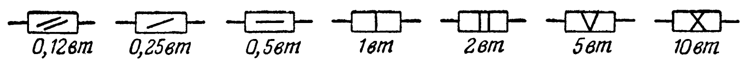


Рис. 11-2. Условные обозначения номинальной мощности сопротивлений.

Для разгрузки схемы от излишних надписей в радиотехнической литературе приняты следующие сокращенные обозначения величин сопротивлений.

Сопротивления от 1 до 1 000 *ом* обозначаются в омах целыми числами без указания единицы измерения (например, сопротивление 330 *ом* обозначается только числом 330).

Сопротивления от 1 до 100 *ком* (иногда до 1 *Мом*) обозначаются числом килоом с прибавлением строчной буквы *к* (например, сопротивление 22 *ком* обозначается 22 *к*).

Сопротивления от 0,1 *Мом* и выше обозначаются в мегомах без указания единицы измерения, причем если величина сопротивления равна целому числу мегом, то после значения величины ставятся запятая и нуль (например, сопротивление 1 *Мом* обозначается 1,0).

Величина сопротивления, составляющая доли или число с долями ом, обозначается в омах с указанием единицы измерения (например, 0,5 *ом* или 7,5 *ом*).

Если указанная на схеме номинальная величина сопротивления является приблизительной (точная величина устанавливается при налаживании аппарата), то рядом с условным изображением сопротивления ставят звездочку.

У переменного сопротивления указывается только максимальное значение его величины.

На схемах, кроме того, часто указывается (условным знаком внутри условного изображения) номинальная мощность сопротивления (рис. 11-2).

Основные параметры сопротивлений

Номинальная величина сопротивления. Промышленностью выпускаются в массовом порядке сопротивления от единиц ом до десятков мегом. При этом указанное на сопротивлении его номинальное значение величины соответствует стандартной шкале номинальных величин сопротивлений (табл. 11-1), но может отклоняться в допустимых пределах от его действительной величины.

Наибольшее возможное отклонение действительной величины сопротивления от маркированной на нем номинальной величины определяется классом точности. Посто-

Таблица 11-1

Шкала номинальных величин непроволочных сопротивлений

Класс I (± 5%)						Класс II (± 10%)						Класс III (± 20%)					
Омы		Килоомы		Мегомы		Омы		Килоомы		Мегомы		Омы		Килоомы		Мегомы	
10	100	1	10	0,1	1	10	100	1	10	0,1	1	10	100	1	10	0,1	1
11	110	1,1	11	0,11	1,1	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
12	120	1,2	12	0,12	1,2	12	120	1,2	12	0,12	1,2	—	—	—	—	—	—
13	130	1,3	13	0,13	1,3	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
15	150	1,5	15	0,15	1,5	15	150	1,5	15	0,15	1,5	15	150	1,5	15	0,15	1,5
16	160	1,6	16	0,16	1,6	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
18	180	1,8	18	0,18	1,8	18	180	1,8	18	0,18	1,8	—	—	—	—	—	—
20	200	2	20	0,2	2	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
22	220	2,2	22	0,22	2,2	22	220	2,2	22	0,22	2,2	22	220	2,2	22	0,22	2,2
24	240	2,4	24	0,24	2,4	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
27	270	2,7	27	0,27	2,7	27	270	2,7	27	0,27	2,7	—	—	—	—	—	—
30	300	3	30	0,3	3	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
33	330	3,3	33	0,33	3,3	33	330	3,3	33	0,33	3,3	33	330	3,3	33	0,33	3,3
36	360	3,6	36	0,36	3,6	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
39	390	3,9	39	0,39	3,9	39	390	3,9	39	0,39	3,9	—	—	—	—	—	—
43	430	4,3	43	0,43	4,3	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
47	470	4,7	47	0,47	4,7	47	470	4,7	47	0,47	4,7	47	470	4,7	47	0,47	4,7
51	510	5,1	51	0,51	5,1	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
56	560	5,6	56	0,56	5,6	56	560	5,6	56	0,56	5,6	—	—	—	—	—	—
62	620	6,2	62	0,62	6,2	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
68	680	6,8	68	0,68	6,8	68	680	6,8	68	0,68	6,8	68	680	6,8	68	0,68	6,8
75	750	7,5	75	0,75	7,5	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
82	820	8,2	82	0,82	8,2	82	820	8,2	82	0,82	8,2	—	—	—	—	—	—
91	910	9,1	91	0,91	9,1	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
—	—	—	—	—	10	—	—	—	—	—	10	—	—	—	—	—	10

Шкала служит основанием для выбора номинальных значений выпускаемых промышленностью постоянных непроволочных сопротивлений; она построена для каждого класса точности так, что охватывает с установленными допустимыми отклонениями все значения сопротивлений в пределах от 10 *ом* до 10 *Мом*.

янные непроволочные сопротивления широкого применения разделяются на три класса точности: класс I — с допустимым отклонением $\pm$ 5%; класс II — с допустимым отклонением $\pm$ 10% и класс III — с допустимым отклонением $\pm$ 20%. Это значит, например, что у сопротивления класса III с номинальной величиной 10 *ком* действительная его величина может быть в пределах 8—12 *ком*.

Выбор сопротивления того или иного класса точности определяется его местом в схеме. Сопротивления класса I используют, например, в тех участках схемы, где необходима повышенная точность режима работы. В тех же цепях, где даже относительно большое изменение величины сопротивления мало влияет на режим работы схемы (например, в развязывающих цепях), можно применять сопротивления класса III.

Номинальная мощность. Наибольшая мощность постоянного и переменного тока, которую сопротивление может длительное время рассеивать, не изменяя существенно своей величины, называется его номинальной мощностью. Промышленность выпускает сопротивления с номинальной мощностью от долей ватта до сотен ватт. В радиотехнической аппаратуре наибольшее распространение получили непроволочные сопротивления на номинальные мощности 0,12, 0,25, 0,5, 1 и 2 *вт*.

Выбор сопротивления по номинальной мощности (если она не указана на схеме) производится путем расчета по формуле

$$P = \frac{U^2}{R},$$

где P — рассеиваемая на сопротивлении мощность, *вт*;
U — напряжение на сопротивлении, *в*;
R — величина сопротивления, *ом*.

Практически номинальная мощность сопротивления должна быть несколько больше (на 30—40%) полученной из расчета мощности рассеяния. Например, при $R = 1\,000$ *ом*, $U = 10$ *в* и, следовательно, $P = 0{,}1$ *вт* берут сопротивление с номинальной мощностью не 0,12 *вт*, а со следующим за ним номиналом 0,25 *вт*.

При импульсном режиме номинальная мощность сопротивления должна быть в несколько раз больше рассеиваемой на нем средней мощности (например, в 2 раза для сопротивлений ВС и в 10 раз для сопротивлений МЛТ). Мощность импульса при этом может значительно превышать номинальную мощность (для сопротивлений ВС и МЛТ, например, допускается мощность импульса в 1 000 раз больше номинальной мощности).

Предельное рабочее напряжение. Падение напряжения на сопротивлении зависит от величины сопротивления и рассеиваемой на нем мощности ($U = \sqrt{RP}$). Однако для каждого типа непроволочного сопротивления с данной номинальной мощностью существует предельно допустимое рабочее напряжение, превышение которого может вызвать перекрытие (электрическую дугу, искровой разряд) между частями сопротивления.

Поэтому при выборе непроволочного сопротивления необходимо учитывать не только его номинальную величину и мощность рассеивания, но также и предельно допустимое для него рабочее напряжение. Если, например, на сопротивлении типа ВС-0,25 с номинальной величиной 1 *Мом* рассеивать номинальную для него мощность 0,25 *вт*, то падение напряжения на нем окажется равным 500 *в*, между тем как предельное рабочее напряжение для такого сопротивления (при непрерывной нагрузке) равно 350 *в*. В этом случае нужно выбрать другой тип сопротивления, например ВС-0,5 с номинальной величиной 1 *Мом*, которое рассчитано на предельное рабочее напряжение 500 *в*, или использовать два сопротивления типа ВС-0,25 по 0,5 *Мом* каждое, соединив их последовательно.

Непроволочные сопротивления широкого применения выпускаются на предельное рабочее напряжение 100—1 000 *в* (для непрерывной нагрузки). При импульсной нагрузке предельное рабочее напряжение можно увеличивать примерно в 2 раза. Чем больше длина непроволочного сопротивления, тем больше обычно и предельно допустимое для него напряжение.

Температурный коэффициент сопротивления. Величина сопротивления не остается постоянной при изменении температуры, а в зависимости от типа сопротивления в какой-то мере увеличивается или уменьшается. Относительное ее изменение при изменении температуры на 1° С называется температурным коэффициентом сопротивления (сокращенно ТКС).

У различных по типу непроволочных сопротивлений широкого применения ТКС не превышает 0,2% на 1° С. Сопротивление ВС-0,25, например, с номинальной величиной 1 *Мом* и ТКС, равной — 0,2% на 1° С, при изменении температуры на 20° С изменяет свою величину на —4%, т. е. величина этого сопротивления уменьшается до 0,96 *Мом*.

У проволочных сопротивлений ТКС не указывается (он очень мал и поэтому не имеет практического значения).

Собственные шумы. В сопротивлении, через которое проходит электрический ток, наряду с упорядоченным (регулярным) движением электронов имеет место и хаотическое (нерегулярное) их движение, создающее на концах сопротивления некоторую (сравнительно небольшую) переменную э. д. с. Усиленная вместе с полезным сигналом, эта э. д. с. прослушивается как шум и поэтому называется э. д. с. шумов сопротивления.

Собственные шумы сопротивлений оценивают отношением величины э. д. с. шумов, возникающих на концах сопротивления, к приложенному напряжению постоянного тока 1 *в*.

Наибольшими шумами обладают непроволочные сопротивления. По величине э. д. с. шумов они разделяются на две группы: А — э. д. с. шумов не более 1 *мкв/в* и Б — э. д. с. шумов не более 5 *мкв/в*.

Собственные индуктивность и емкость. Любое сопротивление обладает какой-то собственной индуктивностью и емкостью. Это приводит к зависимости величины сопротивления от частоты проходящего через него тока, что часто бывает недопустимо.

Проволочные сопротивления широкого применения обладают заметной индуктивностью и емкостью, но это не имеет практического значения, так как эти сопротивления не предназначены для работы в высокочастотных цепях.

Непроволочные сопротивления имеют ничтожно малую индуктивность и весьма небольшую емкость (до 0,5 *пф*), которые, однако, на очень высоких частотах вызывают заметное изменение величины сопротивления. У сопротивлений ВС-0,25 и ВС-0,5, например, на частоте 10 *Мгц* величина сопротивления снижается примерно на 10%, а на частоте 100 *Мгц* уменьшается приблизительно в 3 раза.

Постоянные непроволочные сопротивления

Проводящим элементом постоянных непроволочных сопротивлений служит углеродистый или специальный состав, нанесенный обычно на керамические стержень или трубку.

Такие сопротивления широко применяются в различной радиотехнической, электронной и измерительной аппаратуре. Они используются как нагрузочные, развязывающие, гасящие в цепях постоянного, переменного и импульсного тока.

Из выпускаемых промышленностью различных типов постоянных непроволочных сопротивлений наибольшее распространение получили сопротивления ВС (влагостойкие сопротивления), сопротивления УЛМ (углероди-

стые лакированные малогабаритные) и сопротивления МЛТ (металлизированные лакированные теплостойкие).

Габаритные чертежи этих сопротивлений приведены на рис. 11-3, а основные данные их помещены в табл. 11-2.

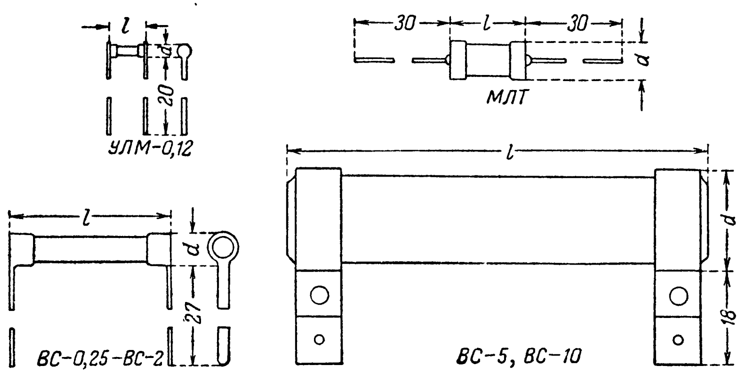


Рис. 11-3. Габаритные чертежи постоянных непроволочных сопротивлений.

Сопротивления типа ВС. В зависимости от допустимой мощности рассеяния сопротивления этого типа разделяются на следующие шесть видов: ВС-0,25, ВС-0,5, ВС-1, ВС-2, ВС-5 и ВС-10 (изготавливаются также сопротивления ВС-60, рассчитанные на мощность рассеяния до 60 *вт*, но они применяются весьма редко).

Эти сопротивления выпускаются на номинальные значения от 27 *ом* до 10 *Мом* с допустимыми отклонениями от номинальной величины ± 5, ± 10 и ± 20%. Они рассчитаны на работу в интервале температур от — 60 до + 100° С и имеют ТКС от —0,05 до —0,2%. До частот порядка нескольких мегагерц номинальная величина сопротивлений ВС практически не изменяется.

Сопротивления ВС-0,25—ВС-2 представляют собой керамический стержень, на поверхность которого нанесен тонкий слой углерода, обладающий большим удельным сопротивлением. У сопротивлений выше 100 *ом* на всю толщину слоя углерода прорезана узкая спиральная канавка. Чем тоньше слой углерода и чем больше витков в его спирали, тем больше получается величина сопротивления. Стержень сопротивления вместе с контактными колпачками или хомутиками покрыт влагостойкой эмалью зеленого цвета.

Сопротивления ВС-5 и ВС-10 (а также и ВС-60) отличаются от других сопротивлений типа ВС тем, что слой углерода у них нанесен не на стержень, а на керамическую трубку и контактные выводы их выполнены в виде более массивных латунных хомутиков.

Сопротивления типа УЛМ-12. Эти сопротивления выпускаются на мощность рассеяния до 0,12 *вт* с номинальными значениями от 27 *ом* до 1 *Мом* и допустимыми отклонениями от номинальной величины ± 5, ± 10 и ± 20%. Они рассчитаны на работу в интервале температур от —60 до + 100° С и имеют ТКС от —0,08 до —0,12% для сопротивлений до 0,25 *Мом* и от —0,12 до —0,2% для сопротивлений выше 0,25 *Мом*.

Сопротивления УЛМ по своему устройству аналогичны сопротивлениям ВС-0,25, но имеют значительно меньшие размеры, что очень важно для использования их в малогабаритной аппаратуре.

Сопротивления типа МЛТ. В зависимости от допустимой мощности рассеяния сопротивления этого типа разделяются на следующие три вида: МЛТ-0,5, МЛТ-1 и МЛТ-2.

Эти сопротивления выпускаются на номинальные значения от 100 *ом* до 10 *Мом* с допустимыми отклонениями от номинальной величины ± 5, ± 10 и ± 20%. Они рассчитаны на работу в интервале температур от —60 до +120° С и имеют ТКС порядка ± 0,0007%, для сопротивлений до 1 *Мом* и ± 0,001 для сопротивлений выше 1 *Мом*.

Сопротивления МЛТ представляют собой керамическую трубку с нанесенным на ее поверхность слоем специального сплава одинаковой толщины для всех номинальных значений. Та или иная величина сопротивления достигается изменением состава сплава и числа витков нарезанной на нем спирали. Эти сопротивления окрашены в красный цвет.

По сравнению с сопротивлениями типа ВС сопротивления МЛТ при одинаковой мощности рассеяния имеют меньшие размеры и способны работать при более высокой температуре. Однако изменение величины сопротивления у МЛТ становится заметным на более низких частотах, чем у сопротивлений ВС. На частоте 10 *Мгц*, например, у сопротивлений МЛТ-0,5 величина сопротивления снижается примерно на 30%, а на частотах 50—60 *Мгц* уменьшается приблизительно в 5 раз.

Таблица 11-2

Основные данные постоянных непроволочных сопротивлений

Номинальная величина		Мощность рассеяния, *вт*	Предельное рабочее напряжение, *в*		Размеры, *мм*		Тип сопротивления
от, *ом*	до, *Мом*		Непрерывная нагрузка	Импульсная нагрузка	*d*	*l*	
27	1	0,12	100	—	2	7	УЛМ-0,12
27	5,1	0,25	350	750	5,4	18,5	ВС-0,25
27	10	0,5	500	1 000	5,4	28,5	ВС-0,5
47	10	1	700	1 500	7,2	32,5	ВС-1
47	10	2	1 000	2 000	9,5	53	ВС-2
47	10	5	1 500	5 000	17	75	ВС-5
75	10	10	3 000	10 000	27	120	ВС-10
100	5,1	0,5	350	750	4,2	10,8	МЛТ-0,5
100	10	1	500	1 000	6,6	13	МЛТ-1
100	10	2	750	1 200	8,6	18,5	МЛТ-2

Промежуточные номинальные величины сопротивлений указаны в табл. 11-1 на стр. 227.

Сопротивления других типов. Кроме указанных выше сопротивлений широкого применения, промышленность выпускает также постоянные непроволочные сопротивления специального назначения.

Для измерительной аппаратуры, например, изготавливаются сопротивления с повышенной стабильностью и точностью номинальных значений. К ним относятся сопротивления типа УЛИ (углеродистые лакированные измерительные) с допустимыми отклонениями от номинальной величины ± 1, ± 2 и ± 3 % и сопротивления типа МЛП (металлизированные лакированные прецизионные) или выпускаемые взамен их МГП (металлизированные герметизированные прецизионные), а также сопротивления типа БЛП (бороуглеродистые лакированные прецизионные) с допустимыми отклонениями ±0,5 и ±1%.

В ультравысокочастотной аппаратуре применяются сопротивления типа УНУ (углеродистые незащищенные ультравысокочастотные), выпускаемые на мощность рассеяния от 0,1 до 100 *вт* с номинальными величинами от 7 до 100 *ом* на рабочие напряжения от 70 до 12 500 *в*. Эти сопротивления могут использоваться на частотах до 10 000 *Мгц*.

Для устройств, работающих в условиях повышенной температуры, применяются сопротивления типа МЛВ (металлизированные лакированные высокотемпературные) или выпускаемые взамен их МЛВТ (металлизированные лакированные высокой теплостойкости). Сопротивления этих типов аналогичны сопротивлениям типа МЛТ, но в отличие от последних рассчитаны на работу в интервале температур от —60 до +150° С.

Там, где требуются большие значения сопротивлений, используются сопротивления типа КЛМ (композиционные лакированные мегомные), выпускаемые с номинальными величинами от 10 до 1 000 *Мом*.

В цепях с высоким напряжением применяются сопротивления типа КЛВ (композиционные лакированные высоковольтные), выпускаемые с номинальными величинами от 47 до 1 000 *Мом* и рассчитанные на предельные рабочие напряжения от 5 до 35 *кв*.

Переменные непроволочные сопротивления

Для плавного изменения напряжений постоянного и переменного тока в регулируемых цепях электронной, измерительной и радиотехнической аппаратуры широко применяются непроволочные переменные сопротивления промышленного изготовления типов ВК (волюм-контроль), ТК (тон-контроль), СП (сопротивление переменное) и СПО (сопротивление переменное объемное).

Габаритные чертежи этих сопротивлений приведены на рис. 11-4, а основные данные их помещены в табл. 11-3.

Проводящим слоем переменных непроволочных сопротивлений служит углеродистый или композиционный состав, нанесенный на гетинаксовую дужку. Последняя у сопротивлений ВК, ТК и СП приклеена к цилиндрическому корпусу из пластмассы. У объемных сопротивлений типа СПО проводящий слой впрессован в дугообразную канавку керамического корпуса. В центре корпуса закреплена металлическая втулка, в отверстие которой вставлена стальная ось с пластинкой из гетинакса. К пластинке прикреплена контактная щетка из упругой проволоки, соприкасающаяся с поверхностью проводящего слоя дужки. Щетка соединена со средним выводом, а концы проводящего слоя — с крайними выводами сопротивления. Механизм закрыт металлическим чехлом. Металлическая втулка с гайкой служит для крепления сопротивления.

Как и постоянные, переменные непроволочные сопротивления различаются по допустимой мощности рассеяния (выпускаются от 0,15 до 2 *вт*) и номинальной величине (выпускаются от 470 *ом* до 7,5 *Мом*). Но, кроме того, переменные непроволочные сопротивления различаются еще и по характеру изменения своей величины между средним и крайними выводами при поворотах оси. В соответствии с этим они делятся на три группы: А — с линейной, Б — с логарифмической и В — с показательной зависимостью изменения величины сопротивления от угла поворота оси (рис. 11-5).

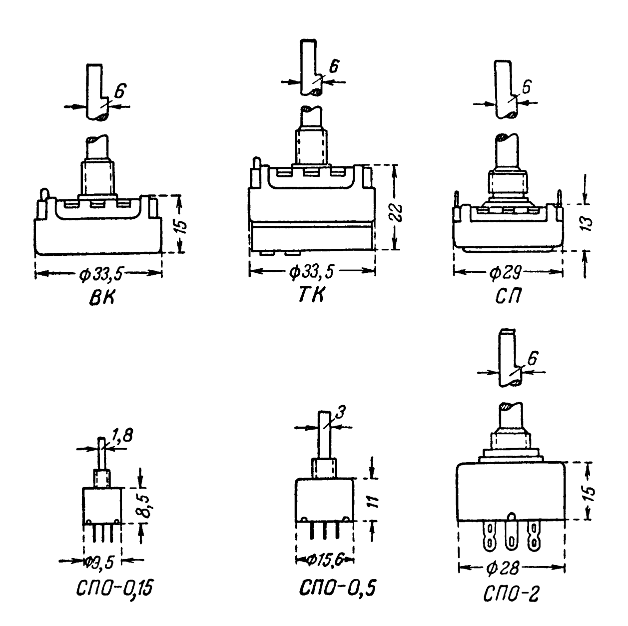


Рис. 11-4. Габаритные чертежи переменных непроволочных сопротивлений.

Переменные сопротивления группы А применяются во многих цепях различной аппаратуры. Они широко используются, например, в телевизорах (для регулировки яркости, размера строк и т. п.). Эти сопротивления удобны в тех случаях, когда напряжение в цепи желательно изменять по линейному закону, т. е. пропорционально углу поворота оси. Сопротивления группы Б применяют в специальных случаях, когда желательно, чтобы напряжение

Таблица 11-3

Основные данные переменных непроволочных сопротивлений

Номинальная величина от, *ком*	Номинальная величина до, *Мом*	Мощность рассеяния, *вт*	Предельное рабочее напряжение, *в*	Группа по характеру изменения величины	Тип сопротивления
0,047	4,7	2	600	А	СПО-2
0,1	1	0,5	250	А	СПО-0,5
0,1	4,7	0,15	100	А	СПО-0,15
0,47	4,7	1 и 2	500	А	СП-II
2,5	7,5	0,5	350	А	ВК и ТК
15	2	0,2	200	Б	ВК и ТК
15	2	0,4	350	Б	ВК и ТК
22	2,2	0,5 и 1	400	Б и В	СП-I
36	2	0,2	200	В	ВК и ТК
36	2	0,4	350	В	ВК и ТК

Промежуточные номинальные величины сопротивлений указаны в табл. 11-4 на стр. 231.

в начале поворота оси по часовой стрелке возрастало более резко, чем в конце. Сопротивления группы В имеют обратный характер изменения, т. е. величина их при повороте оси по часовой стрелке возрастает в начале менее резко, чем в конце. Эти сопротивления используются в качестве регуляторов громкости.

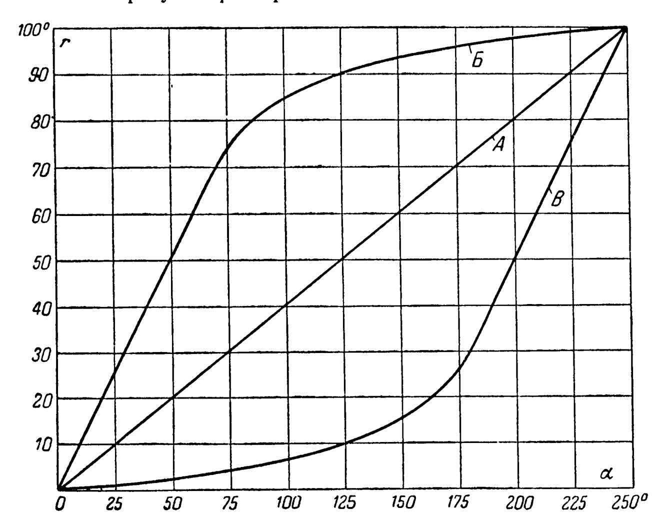


Рис. 11-5. Зависимость величины сопротивления r (в процентах от полного сопротивления) от угла поворота его оси α для различных групп типовых переменных непроволочных сопротивлений.

Сопротивления ВК и ТК. Сопротивления этих типов выпускаются с номинальными величинами от 2,5 *ком* до 7,5 *Мом* (промежуточные значения указаны в табл. 11-4 на стр. 231) на допустимую мощность рассеяния (при полностью включенном сопротивлении) до 0,5 *вт* (для группы А), до 0,2 *вт* (для группы Б) и до 0,4 *вт* (для группы В). Отклонение от номинальной величины сопротивления может доходить до ± 25%.

Оба типа сопротивлений имеют одинаковое устройство, но на чехле сопротивления типа ТК установлен выключатель питания, соединенный механически с осью сопротивления и срабатывающий в начале ее поворота. Угол поворота оси у этих сопротивлений составляет примерно 250°. Сопротивления типа ВК изготавливаются с осями длиной 50 *мм*, а типа ТК — с осями 50 или 58 *мм*. Оси их на конце имеют плоские срезы для закрепления ручек.

Сопротивления типа СП. Сопротивления этого типа выпускаются с номинальными величинами от 470 *ом* до 4,7 *Мом* на допустимую мощность рессеяния до 1 и 2 *вт* (для группы А) или с номинальными величинами от 22 *ком* до 2,2 *Мом* на допустимую мощность рассеяния до 0,5 и 1 *вт* (для групп Б и В). Отклонение от номинальной величины может доходить до ± 20%. Эти сопротивления рассчитаны на работу в интервале температур от —60 до +70° С и имеют ТКС от 0,002 до 0,004%.

В зависимости от конструкции сопротивления типа СП разделяются на четыре вида: СП-I — одинарное с осью свободного вращения; СП-II — одинарное с разрезной втулкой и гайками для стопорения оси; СП-III — сдвоенное с осью свободного вращения и СП-IV — сдвоенное с разрезной втулкой и гайками для стопорения оси.

Сопротивления с разрезной втулкой, позволяющей застопорить ось в любом ее положении, применяются в тех случаях, когда величину сопротивления приходится регулировать только при налаживании аппарата. Сдвоенные сопротивления, состоящие из двух отдельных переменных сопротивлений с общей осью, используются для одновременной регулировки напряжения или тока в двух цепях аппарата. Такие сопротивления часто применяются в осциллографах, звуковых генераторах и в другой измерительной аппаратуре.

Сопротивления типа СП изготавливаются с осями длиной 4 *мм* (на конце оси прорезан шлиц под отвертку), 13 *мм* (с разрезной втулкой) и 60 *мм* (с плоским срезом на конце оси для крепления ручки).

Сопротивления типа СПО. В соответствии с допустимой мощностью рассеяния эти сопротивления разделяются на следующие три вида: СПО-0,15 (миниатюрные на мощность 0,15 *вт* с номинальными величинами от 100 *ом* до 4,7 *Мом*); СПО-0,5 (малогабаритные на мощность 0,5 *вт* с номинальными величинами от 100 *ом* до 1 *Мом*) и СПО-2 (на мощность 2 *вт* с номинальными величинами от 47 *ом* до 4,7 *Мом*). Последние в свою очередь делятся на СПО-2-I (одинарное с осью под отвертку); СПО-2-II

Таблица 11-4

Номинальные величины переменных непроволочных сопротивлений

Тип ВК и ТК				Тип СП					Тип СПО					
Килоомы		Мегомы		Омы	Килоомы		Мегомы		Омы		Килоомы		Мегомы	
—	10	0,1	1	—	1	10	0,1	1	—	100	1	10	0,1	1
—	—	—	—	—	1,2	12	0,12	1,2	—	120	1,2	12	0,12	1,2
—	15	0,15	1,5	—	1,5	15	0,15	1,5	—	150	1,5	15	0,15	1,5
—	—	—	—	—	1,8	18	0,18	1,8	—	180	1,8	18	0,18	1,8
—	20	0,2	2	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
—	—	—	—	—	2,2	22	0,22	2,2	—	220	2,2	22	0,22	2,2
2,5	25	0,25	2,5	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
—	—	—	—	—	2,7	27	0,27	2,7	—	270	2,7	27	0,27	2,7
—	—	—	—	—	3,3	33	0,33	3,3	—	330	3,3	33	0,33	3,3
3,6	36	0,36	3,6	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
—	—	—	—	—	3,9	39	0,39	3,9	—	390	3,9	39	0,39	3,9
—	—	—	—	470	4,7	47	0,47	4,7	47	470	4,7	47	0,47	4,7
5	50	0,5	5	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
—	—	—	—	560	5,6	56	0,56	—	56	560	5,6	56	0,56	—
—	—	—	—	680	6,8	68	0,68	—	68	680	6,8	68	0,68	—
7,5	75	0,75	7,5	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
—	—	—	—	820	8,2	82	0,82	—	82	820	8,2	82	0,82	—

(одинарное с осью для ручки); СПО-2-III (сдвоенное с осью под отвертку) и СПО-2-IV (сдвоенное с осью для ручки).

Сопротивления этого типа изготавливаются только с линейной зависимостью угла поворота оси (группа А). Они рассчитаны на работу в интервале температур от —60 до + 80° С и имеют ТКС не более —0,02%. Отклонение от номинальной величины их не превышает ± 20%.

По сравнению с другими типами переменных непроволочных сопротивлений сопрстивления СПО отличаются высокой влагостойкостью и имеют меньший уровень собственных шумов. Малогабаритные сопротивления этого типа удобно применять в аппаратуре на транзисторах.

Сопротивления других типов. С целью компактного расположения регулирующих ручек в аппаратуре применяются сдвоенные переменные сопротивления, имеющие самостоятельные оси, находящиеся одна в другой. Для этого, например, выпускаются сдвоенные сопротивления типов СНК (сопротивление непроволочное комбинированное) и СНВК (сопротивление непроволочное с выключателем комбинированное), аналогичные по устройству и электрическим параметрам сопротивлениям ТК и ВК.

Проволочные сопротивления

Проволочные сопротивления широко используются в измерительных приборах в качестве добавочных сопротивлений и шунтов. В радиотехнической и электронной аппаратуре такие сопротивления применяются реже, главным образом как нагрузочные и гасящие в цепях с большим током. Они изготавливаются из проволоки с большим удельным сопротивлением (никелин, манганин, константан, нихром).

Сопротивление проволоки или необходимую ее длину при заданной величине сопротивления и выбранном ее диаметре можно определить по следующим формулам:

$$R = 1{,}27\,\frac{\varrho l}{d^2} \quad \text{или} \quad l = 0{,}785\,\frac{Rd^2}{\varrho},$$

где R — величина сопротивления, *ом*;
l — длина проволоки, *м*;
d — диаметр проволоки, *мм*;
ϱ — удельное сопротивление материала проволоки (для никелина $\varrho = 0{,}39 \div 0{,}45$; для манганина $\varrho = 0{,}42 \div 0{,}48$; для константана $\varrho = 0{,}44 \div 0{,}52$; для нихрома $\varrho = 1 \div 1{,}1$).

Пример. *Дано*: сопротивление изготавливается из константановой проволоки; $\varrho = 0{,}48$; $R = 240$ *ом*; $d = 0{,}2$ *мм*.

Определяем:

$$l = 0{,}785\,\frac{240\cdot 0{,}2\cdot 0{,}2}{0{,}48} = 15{,}7 \text{ м}.$$

Сопротивления промышленного производства. Промышленностью выпускаются проволочные сопротивления типов ПЭ (проволочные эмалированные), ПЭВ (проволочные эмалированные влагостойкие) и ПЭВ-Х (проволочные эмалированные влагостойкие с передвижным хомутиком). Эти сопротивления изготовлены из голой константановой (низкоомные сопротивления) или нихромовой (высокоомные сопротивления) проволоки, намотанной на керамическую трубку. Обмотка покрыта сверху стекловидной эмалью коричневого или зеленого цвета. Используются такие сопротивления в цепях питания аппаратуры (главным образом в силовых блоках). Крепятся они при помощи болтов или шпилек, пропускаемых сквозь внутреннее отверстие трубки.

Габаритные чертежи этих сопротивлений приведены на рис. 11-6, а основные данные их помещены в табл. 11-5.

Сопротивления типа ПЭ выпускаются с номинальными величинами от 0,9 *ом* до 50 *ком* на допустимые мощности рассеяния от 7,5 до 150 *вт*. Они рассчитаны на работу в интервале температур от —60 до +70° С. Выводные концы этих сопротивлений выполнены в виде гибких многожильных жгутов из мягкой медной проволоки.

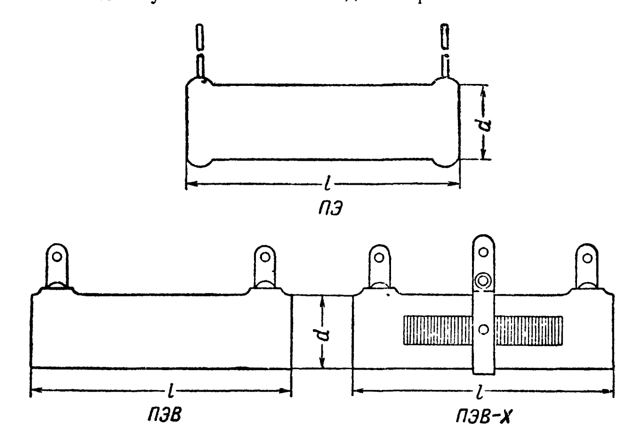


Рис. 11-6. Габаритные чертежи типовых проволочных сопротивлений.

Сопротивления типа ПЭВ выпускаются с номинальными величинами от 5 *ом* до 56 *ком* на допустимые мощности рассеяния от 2,5 до 100 *вт* и рассчитаны на работу в интервале температур от —60 до +100° С. Выводными

Таблица 11-5

Основные данные постоянных проволочных сопротивлений

Номинальная величина		Мощность рассеяния, *вт*	Размеры, *мм*		Тип сопротивления
от, *ом*	до, *ком*		*d*	*l*	
0,9	50	150	30	215	ПЭ-150
1	15	50	23	90	ПЭ-50
1	30	75	23	160	ПЭ-75
2,5	5	20	18	50	ПЭ-20
5	0,2	10	14	41	ПЭВ-10Х
5	3,3	7,5	14	35	ПЭВ-7,5
5	5	7,5	10	40	ПЭ-7,5
5	5	15	14	50	ПЭ-15
5	5,6	25	23	50	ПЭ-25
5	10	10	14	41	ПЭВ-10
5	15	15	17	45	ПЭВ-15
10	0,51	25	21	51	ПЭВ-25Х
10	20	20	17	51	ПЭВ-20
10	24	25	21	51	ПЭВ-25
10	30	30	21	71	ПЭВ-30
20	0,22	15	17	45	ПЭВ-15Х
20	0,43	20	17	51	ПЭВ-20Х
20	1	30	21	71	ПЭВ-30Х
20	51	40	21	87	ПЭВ-40
20	51	50	29	91	ПЭВ-50
24	1,5	50	29	91	ПЭВ-50Х
43	0,43	2,5	13	26	ПЭВ-2,5
51	2,7	100	29	170	ПЭВ-100Х
51	51	75	29	140	ПЭВ-75
51	56	100	29	170	ПЭВ-100

Промежуточные номинальные величины сопротивлений соответствуют стандартной шкале для классов точности I и II (см. табл. 11-1 на стр. 227).

концами этих сопротивлений служат латунные пластинки с отверстиями для подпайки к ним внешних проводов схемы.

Сопротивления типа ПЭВ-Х выпускаются с номинальными величинами от 5 *ом* до 2,7 *ком* на допустимые мощности рассеяния от 10 до 100 *вт*. Как и сопротивления ПЭВ, они рассчитаны на тот же интервал рабочих температур и имеют такие же выводы, но отличаются от последних наличием у них передвигающегося по зачищенной обмотке латунного хомутика, который может быть использован для регулировки величины сопротивления.

11-2. КОНДЕНСАТОРЫ

В радиотехнической, измерительной и электронной аппаратуре применяются конденсаторы постоянной емкости, подстроечные конденсаторы и конденсаторы переменной емкости.

Наиболее широко используются конденсаторы постоянной емкости. В зависимости от имеющегося в них диэлектрика они разделяются на бумажные, слюдяные, керамические, электролитические и т. п.

Подстроечные конденсаторы устанавливаются в высокочастотных цепях и служат для точного подбора емкости при налаживании аппаратуры.

Конденсаторы переменной емкости предназначены для плавной настройки высокочастотных колебательных контуров в заданном диапазоне частот.

Обозначения на схемах

На принципиальной схеме практического характера рядом с условным графическим изображением конденсатора (рис. 11-7) помещают и его буквенное обозначение

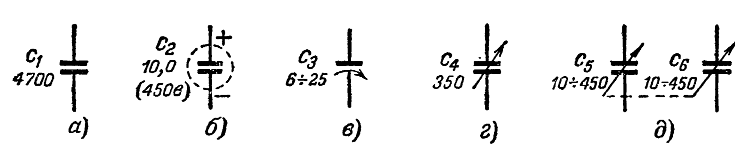


Рис. 11-7. Условные обозначения конденсаторов.

а — конденсатор постоянной емкости; *б* — электролитический конденсатор; *в* — подстроечный конденсатор; *г* — конденсатор переменной емкости; *д* — конденсаторный агрегат (сдвоенный блок).

(латинская прописная буква *С*) с порядковым цифровым (иногда с буквенным) индексом (например, C_1, C_2, C_3 и т. д.), а также указывают емкость конденсатора.

Для разгрузки схемы от излишних надписей в радиотехнической литературе приняты следующие сокращенные обозначения емкости конденсаторов.

Емкости от 1 до 10 000 *пф* обозначаются в пикофарадах, а 10 000 *пф* и более — в микрофарадах без указания в обоих случаях единицы измерения (например, емкость конденсатора в 3 300 *пф* обозначается только числом 3 300, а емкость в 20 000 *пф* — числом 0,02). Если емкость конденсатора равна целому числу микрофарад, то после значения емкости ставятся запятая и ноль (например, емкость конденсатора в 10 *мкф* обозначается числом 10,0).

Емкости, составляющие доли или число с долями пикофарады, обозначаются в пикофарадах с указанием единицы измерения (например, 0,5 *пф* или 7,5 *пф*).

У конденсаторов переменной емкости, а также у подстроечных конденсаторов указываются либо крайние значения емкости, т. е. минимальная и максимальная емкости (например, 15 ÷ 520 или 6 ÷ 25), либо только максимальная емкость (например, 520 или 25).

У электролитических конденсаторов рядом с обозначением емкости часто указывается и рабочее напряжение конденсатора. Например, конденсатор 10 *мкф* на рабочее напряжение 450 *в* обозначается 10,0 (450 *в*).

Основные параметры конденсаторов

Емкость. Электрическая емкость конденсатора зависит от площади его обкладок, расстояния между ними и диэлектрической проницаемости вещества, находящегося между обкладками. С достаточной для расчетов точностью емкость конденсатора можно определить по формуле

$$C = \frac{0{,}009 \varepsilon s (n - 1)}{a},$$

где C — емкость конденсатора, *пф*;
s — действующая площадь одной металлической обкладки, *мм*²;
n — число обкладок;
a — расстояние между соседними обкладками (толщина диэлектрика), *мм*;
ε — относительная диэлектрическая проницаемость вещества между обкладками (для воздуха $\varepsilon = 1$; для полистироловой пленки $\varepsilon = 2{,}5$; для конденсаторной бумаги $\varepsilon = 4 \div 5$; для слюды $\varepsilon = 6 \div 7$; для окиси алюминия $\varepsilon = 9 \div 10$; для конденсаторной керамики $\varepsilon = 12 \div 150$).

Пример. *Дано*: конденсатор с воздушным диэлектриком ($\varepsilon = 1$); $s = 850$ *мм*², $n = 27$; $a = 0.4$ *мм*.
Определяем:

$$C = \frac{0{,}009 \cdot 1 \cdot 850 (27 - 1)}{0{,}4} \approx 500 \text{ пф}.$$

Промышленностью выпускаются в массовом порядке конденсаторы постоянной емкости от 1 *пф* до 2 000 *мкф*. При этом указанная на конденсаторе емкость соответствует шкале номинальных значений емкости (см. табл. 11-6 на стр. 234), но может отклоняться в допустимых пределах от его действительной емкости.

Наибольшее возможное отклонение действительной емкости конденсатора от маркированной на нем номинальной емкости определяется классом точности. Конденсаторы широкого применения разделяются на три класса точности: класс I — с допустимым отклонением ± 5%, классе II — с допустимым отклонением ± 10% и класс III — с допустимым отклонением ± 20%. Это значит, например, что у конденсатора класса III с номинальной емкостью 100 *пф* действительная его емкость может быть в пределах 80—120 *пф*

Выбор конденсатора того или иного класса точности определяется его местом в схеме. Конденсаторы класса I используются, например, в колебательных контурах и тех участках схемы, где необходима повышенная точность работы. В тех же цепях, где даже относительно большое изменение емкости мало влияет на работу схемы (например, в развязывающих и блокировочных цепях), можно применять конденсаторы класса III.

Рабочее напряжение. Наибольшее электрическое напряжение, при котором конденсатор способен надежно и длительно работать (не менее 10 000 *ч*), сохраняя при этом свои параметры (емкость, сопротивление изоляции и т. п.), называется номинальным рабочим напряжением конденсатора. Для большинства типов конденсаторов указывается номинальное рабочее напряжение постоянного тока. Переменное напряжение (эффективное) на конденсаторе должно быть в 1,5—2 раза меньше указанного рабочего напряжения для постоянного тока. При работе конденсатора в цепи пульсирующего тока сумма постоянного напряжения и амплитудного значения переменного напряжения на нем не должна превышать его номинального рабочего напряжения

Таблица 11-6

Шкала номинальных значений емкости конденсаторов

Пикофарады				Микрофарады					
1	10	100	1 000	0,01	0,1	1	10	100	1 000
—	11	110	1 100	—	—	—	—	—	—
—	12	120	1 200	0,012	0,12	1,2	12	120	1 200
—	13	130	1 300	—	—	—	—	—	—
1,5	15	150	1 500	0,015	0,15	1,5	15	150	1 500
—	16	160	1 600	—	—	—	—	—	—
—	18	180	1 800	0,018	0,18	1,8	18	180	1 800
2	20	200	2 000	0,02	0,2	2	20	200	2 000
—	22	220	2 200	—	—	—	—	—	—
2,5	24	240	2 400	0,025	0,25	2,5	25	250	—
—	27	270	2 700	—	—	—	—	—	—
3	30	300	3 000	0,03	0,3	3	30	300	—
—	33	330	3 300	—	—	—	—	—	—
3,5	36	360	3 600	—	—	—	—	—	—
4	39	390	3 900	0,04	0,4	4	40	400	—
4,5	43	430	4 300	—	—	—	—	—	—
—	47	470	4 700	—	—	—	—	—	—
5	51	510	5 100	0,05	0,5	5	50	500	—
5,5	56	560	5 600	—	—	—	—	—	—
6	62	620	6 200	0,06	0,6	6	60	600	—
7	68	680	6 800	0,07	0,7	7	70	700	—
—	75	750	7 500	—	—	—	—	—	—
8	82	820	8 200	0,08	0,8	8	80	800	—
9	91	910	9 100	—	—	—	—	—	—

Шкала служит основанием для выбора номинальных значений выпускаемых промышленностью конденсаторов постоянной емкости.

Таблица 11-7

Температурные параметры конденсаторов

Группа	ТКЕ	Цвет корпуса
Слюдяные конденсаторы		
А	Не нормируется	—
Б	$\pm 200 \cdot 10^{-6}$	—
В	$\pm 100 \cdot 10^{-6}$	—
Г	$\pm 50 \cdot 10^{-6}$	—
Керамические конденсаторы		
Н	Не нормируется	Оранжевый
С	$+(120 \pm 30) 10^{-6}$	Синий
Р	$+(30 \pm 30) 10^{-6}$	Серый
М	$-(50 \pm 30) 10^{-6}$	Голубой
Д	$-(700 \pm 100) 10^{-6}$	Красный
К	$-(1\,300 \pm 200) 10^{-6}$	Зеленый
Стеклоэмалевые конденсаторы		
Р	$+(65 \pm 35) 10^{-6}$	—
О	$(0 \pm 30) 10^{-6}$	—
М	$-(50 \pm 30) 10^{-6}$	—
П	$-(130 \pm 50) 10^{-6}$	—

Конденсаторы широкого применения выпускаются на номинальные рабочие напряжения от единиц вольт до десятков киловольт.

Температурный коэффициент емкости. При изменении окружающей температуры изменяются размеры обкладок конденсатора, расстояние между ними, а также значение диэлектрической проницаемости вещества между обкладками. Поэтому изменяется и емкость коденсатора. Относительное ее изменение в этом случае на 1° С называется температурным коэффициентом емкости (сокращенно ТКЕ).

Емкость слюдяных, керамических и стеклоэмалевых конденсаторов в интервале рабочих температур изменяется линейно (равномерно). По величине ТКЕ эти конденсаторы разделяются на группы, каждой из которых присвоен свой буквенный символ (см. табл. 11-7 на стр. 234). У остальных конденсаторов емкость при изменении окружающей температуры изменяется нелинейно (неравномерно), и поэтому ТКЕ для них не указывается.

ТКЕ принято выражать в миллионных долях от емкости конденсатора при нормальной температуре (+20° С). В зависимости от примененного в конденсаторе диэлектрика значение ТКЕ может быть положительным (емкость при повышении окружающей температуры увеличивается) или отрицательным (емкость уменьшается).

Конденсаторы с отрицательным ТКЕ используются для термокомпенсации в высокочастотных колебательных контурах. Если в контур с катушкой, индуктивность которой возрастает при повышении окружающей температуры (катушка обладает положительным коэффициентом индуктивности), что приводит к снижению собственной частоты контура, включить конденсатор с отрицательным ТКЕ, то уменьшение его емкости в этих условиях поведет к повышению частоты, т. е. влияние такого конденсатора будет противоположно влиянию катушки. В резуль-

тате частота контура при изменении окружающей температуры будет более стабильной.

Сопротивление изоляции. Качество диэлектрика и его размеры определяют сопротивление изоляции конденсатора электрическому току. У конденсаторов с диэлектриком из керамики, слюды и пленки сопротивление изоляции между обкладками достигает десятков и сотен тысяч мегом, а с диэлектриком из бумаги — сотен и тысяч мегом. Этот параметр позволяет узнать величину утечки тока через конденсатор и тем самым установить надежность его в том или ином участке схемы.

Сопротивление изоляции измеряется между выводами конденсатора. Для конденсаторов емкостью до 0,1 *мкф* оно выражается в абсолютных величинах, а у конденсаторов с большей емкостью принято указывать приведенное сопротивление изоляции, выражаемое в мегомах на микрофараду (*Мом·мкф*).

Для электролитических конденсаторов сопротивление изоляции не является твердой величиной и поэтому не указывается. Вместо этого для них регламентируется максимально допустимый ток утечки, величину которого можно определить по формуле

$$I_у = 0{,}0001\ CU + m,$$

где $I_у$ — максимально допустимый ток утечки, *ма*;
C — емкость конденсатора, *мкф*;
U — номинальное рабочее напряжение, *в*;
$m = 0{,}2$ — для емкости до 5 *мкф*; $m = 0{,}1$ — для емкости 5—50 *мкф* и $m = 0$ — для емкости более 50 *мкф*.

Пример. *Дано*: $C = 20$ *мкф*; $U = 400$ *в*; $m = 0{,}1$.
Определяем:

$$I_у = 0{,}0001 \cdot 20 \cdot 400 + 0{,}1 = 0{,}9\ ма.$$

Если при измерении тока утечки через данный конденсатор в указанных условиях окажется, что ток меньше или равен 0,9 *ма*, то такой конденсатор можно считать пригодным для работы.

Потери. В идеальном конденсаторе, включенном в цепь переменного тока, энергия не теряется и угол сдвига фаз φ между приложенным к нему напряжением и проходящим через цепь током равен 90°. В реальном же конденсаторе часть энергии рассеивается в диэлектрике и на активном сопротивлении обкладок, вследствие чего угол сдвига фаз уменьшается.

Рассеивание энергии в конденсаторе принято выражать тангенсом угла потерь δ, являющимся разностью между углом 90° и углом сдвига фаз φ (т. е. $\delta = 90° - \varphi$)·

$$\operatorname{tg}\delta = \frac{1}{2\pi fCr},$$

где f — частота переменного тока, *гц*;
C — емкость конденсатора, *ф*;
r — эквивалентное сопротивление потерь конденсатора, *ом*.

Наименьшими потерями обладают керамические, пленочные и стеклоэмалевые конденсаторы ($\operatorname{tg}\delta \approx 0{,}001 \div 0{,}0015$). У слюдяных конденсаторов $\operatorname{tg}\delta$ доходит до 0,01, у бумажных и металлобумажных —до 0,015, а у сегнетокерамических—до 0,04. Наибольшие потери имеют электролитические конденсаторы ($\operatorname{tg}\delta \approx 0{,}15 \div 0{,}2$).

Величина, обратная $\operatorname{tg}\delta$, называется добротностью конденсатора и выражается как

$$Q_C = \frac{1}{\operatorname{tg}\delta} = 2\pi fCr.$$

Добротность конденсатора, доходящая у лучших из них до 1 000 и выше, определяет качество его работы в цепях переменного тока.

Собственная индуктивность. Обкладки конденсатора и его выводы обладают, как и всякий проводник, индуктивностью. Эта ненужная, но неизбежная собственная индуктивность конденсатора зависит от размера его обкладок и способа их соединения.

У керамических конденсаторов собственная индуктивность составляет примерно тысячные доли, а у слюдяных и бумажных большой емкости она увеличивается до десятых долей микрогенри.

Бумажные конденсаторы

Диэлектриком в бумажных конденсаторах служит тонкая, хорошо пропитанная изоляционным составом бумага, а проводящими электродами (обкладками) — тонкая металлическая фольга. Эти конденсаторы применяются во всех видах радиотехнической, электронной и измерительной аппаратуры. Они используются в качестве развязывающих, разделительных, блокировочных и фильтрующих элементов в различных цепях с постоянным и переменным (низкочастотным) напряжением.

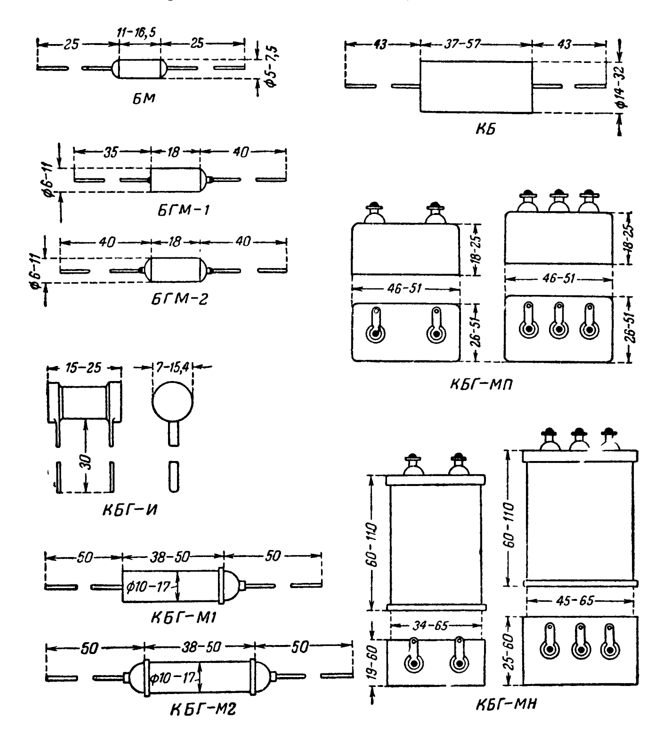


Рис. 11-8. Габаритные чертежи бумажных конденсаторов.

Бумажные конденсаторы выпускаются в разнообразном конструктивном оформлении, на различные номинальные емкости и рабочие напряжения. Наиболее широко используются конденсаторы типов КБ (конденсаторы бумажные), КБГ (конденсаторы бумажные герметизированные), БМ (бумажные малогабаритные) и БГМ (бумажные герметизированные малогабаритные).

Габаритные чертежи этих конденсаторов приведены на рис. 11-8, а основные данные их помещены в табл. 11-8.

Конденсаторы типа КБ. Конденсаторы этого типа оформлены в цилиндрических бумажных корпусах различной длины и диаметра (в зависимости от емкости и рабочего напряжения) и имеют проволочные выводы. Они рассчитаны на работу в интервале температур от —40 до +60° С и выпускаются на номинальную емкость

Таблица 11-8

Основные данные бумажных конденсаторов

Емкость, *пф, мкф*	Рабочее напряжение, *в*	Тип конденсатора
470	400, 600	КБГ-И
510	150, 200, 300	БМ
680	150—600	БМ; КБГ-И
920	400	БГМ
1 000	150—600	БМ; КБГ-И
1 500	150—600	БМ; БГМ;КБГ-И
2 200	150—600	БМ; КБГ-И
3 300	200—600	БГМ; КБГ-И
4 700	150—600	БМ; КБГ-И; КБ
5 100	150,200, 300	БМ
5 600	400	КБ
6 800	150—600	БМ; КБГ-И; КБ
9 100	150, 200, 300	БМ
0,01	150—1 500	БМ; БГМ; КБГ-И КБ; КБГ-М; КБГ-МП
0,015	150—600	БМ; КБГ-И; КБ; КБГ-М
0,02	150—600	БМ; КБГ-И; КБ; КБГ-М
0,025	150—600	БМ; КБГ-И; КБ; КБГ-М
0,03	150—600	БМ; КБГ-И; КБ; КБГ-М
0,033	400	БГМ
0,04	150—600	БМ; КБГ-И; КБГ-М
0,043	400	БГМ
0,047	400	БГМ
0,05	150—1 500	БМ; БГМ; КБГ-И; КБ; КБГ-М; КБГ-МП
0,05×2	1 000, 1 500	КБГ-МП
0,05×3	600, 1 000	КБГ-МП
0,07	200—600	КБГ-И; КБ; КБГ-М
0,1	200—1 500	КБГ-И; КБ; КБГ-М; КБГ-МП
0,1×2	600—1 500	КБГ-МП
0,1×3	200—1 000	КБГ-МП
0,15	200— 600	КБ; КБГ-М
0,2	200— 600	КБ; КБГ-М
0,25	200—1 500	КБ; КБГ-М; КБГ-МП; КБГ-МН
0,25×2	200—1 500	КБГ-МП; КБГ-МН
0,25×3	200, 600	КБГ-МП
0,3	200, 400	КБ
0,5	200—1 500	КБ; КБГ-МП; КБГ-МН
0,5×2	200—1 500	КБГ-МП; КБГ-МН
1,0	200—1 500	КБГ-МП; КБГ-МН
1,0×2	200—1 500	КБГ-МН
2,0	200—1 500	КБГ-МП; КБГ-МН
2,0×2	200—1 000	КБГ-МН
4,0	200—1 000	КБГ-МН
6,0	200— 600	КБГ-МН
8,0	200, 400	КБГ,МН
10,0	200	КБГ-МН

от 4 700 *пф* до 0,5 *мкф* с допустимыми отклонениями ±10 и ± 20% и рабочие напряжения 200, 400 и 600 *в*. Сопротивление изоляции у этих конденсаторов в нормальных условиях (при температуре + 20° С) составляет 500—2 000 *Мом* (большее сопротивление у конденсаторов с меньшей емкостью), а тангенс угла потерь — порядка 0,015. При температуре +60° С сопротивление изоляции у них уменьшается в несколько раз.

Эти конденсаторы не рекомендуется применять в аппаратуре, работающей в условиях повышенной влажности. В настоящее время выпуск этих конденсаторов прекращен.

Конденсаторы типа КБГ. Конденсаторы этого типа выпускаются на номинальную емкость от 470 *пф* до 2 *мкф* с допускаемыми отклонениями ± 5, ± 10 и ± 20 % и на рабочие напряжения 200, 400, 600, 1000, и 1500 *в*. Они рассчитаны на работу в интервале температур от —60 до +70° С, обладают тангенсом угла потерь не более 0,01 и имеют сопротивление изоляции не менее 10 000 *Мом* для конденсаторов емкостью до 0,2 *мкф* и не менее 2 000 *Мом·мкф* для конденсаторов с большей емкостью.

По конструктивному оформлению конденсаторы типа КБГ разделяются на следующие четыре вида: КБГ-И (в цилиндрических керамических или стеклянных корпусах): КБГ-М (в цилиндрических металлических корпусах); КБГ-МП (в плоских прямоугольных металлических корпусах) и КБГ-МН (в нормальных прямоугольных металлических корпусах).

Конденсаторы КБГ-И и КБГ-М выпускаются на рабочие напряжения 200, 400 и 600 *в*. Последние изготовляются в двух вариантах: КБГ-М1, у которых один проволочный вывод изолирован от корпуса, а другой соединен с ним, и КБГ-М2 с двумя изолированными от корпуса проволочными выводами. Конденсаторы КБГ-МП и КБГ-МН рассчитаны на те же рабочие напряжения и еще, кроме того, на напряжения 1 000 и 1 500 *в*. Они изготовляются с одним, двумя или тремя изолированными от корпуса лепестковыми выводами и выводом, соединенным с корпусом.

Конденсаторы типа БМ. Эти конденсаторы предназначены для использования в малогабаритной аппаратуре. Они заключены в маленькие металлические корпуса цилиндрической формы и снабжены проволочными выводами.

Изготовляются такие конденсаторы на номинальную емкость от 510 *пф* до 0,05*мкф* с допускаемыми отклонениями ± 10 и ± 20% и рабочие напряжения 150, 200 и 300 *в*. Рассчитаны они на работу в интервале температур от —60 до +70° С, обладают тангенсом угла потерь не более 0,01 и имеют сопротивление изоляции не менее 5 000 *Мом*.

Конденсаторы типа БГМ. В зависимости от конструкции конденсаторы этого типа изготовляются двух видов: БГМ-1 (с одним изолированным от корпуса выводом) и БГМ-2 (с двумя изолированными выводами). Как те, так и другие рассчитаны на работу в интервале температур от —60 до +85° С, выпускаются на номинальные емкости от 920 *пф* до 0,05 *мкф* с допускаемыми отклонениями ±5, ±10 и ±20% и рабочее напряжение 400 *в*, обладают тангенсом угла потерь не более 0,01 и имеют сопротивление изоляции не менее 10 000 *Мом*.

Назначение этих конденсаторов то же, что и конденсаторов типа БМ.

Конденсаторы других типов. Кроме указанных типов бумажных конденсаторов широкого применения, промышленность выпускает также бумажные конденсаторы специального назначения: БГТ (бумажные герметизированные термостойкие), БГМТ (бумажные герметизированные малогабаритные термостойкие) и КБП (конденсаторы бумажные проходные).

Конденсаторы типов БГТ (в прямоугольных корпусах) и БГМТ (в цилиндрических корпусах) рассчитаны на работу в интервале температур от —60 до +100° С. Первые из них выпускаются на номинальную емкость 0,01—10 *мкф* и рабочие напряжения 200—1 500 *в*, а вторые на емкость от 470 *пф* до 0,25 *мкф* и рабочие напряжения 400 и 600 *в*. По остальным параметрам эти конденсаторы аналогичны другим бумажным конденсаторам.

Конденсаторы типа КБП имеют специальную конструкцию и предназначены для подавления высокочастотных помех в цепях постоянного и переменного напряжения при максимальном токе через стержень до 70 *а*. Выпускаются они на номинальную емкость 0,25—2 *мкф* и рабочие напряжения 110—1 500 *в*.

Металлобумажные конденсаторы

Металлобумажные конденсаторы являются разновидностью бумажных. Они изготовляются из тонких бумажных лент, пропитанных специальным изоляционным составом и покрытых с одной стороны тонким слоем лака, на который наносится путем распыления тончайший слой металла (обкладки).

Эти конденсаторы имеют значительно меньшие размеры (по объему в несколько раз), чем обычные бумажные конденсаторы, при таких же основных электрических характеристиках. Благодаря этому их можно рекомендовать для использования в малогабаритной аппаратуре, а также в сглаживающих фильтрах выпрямителей вместо электролитических конденсаторов в той аппаратуре, где требуется особо повышенная надежность работы. Кроме того, металлобумажные конденсаторы обладают очень ценным свойством самовосстанавливаться при пробоях диэлектрика, не снижая практически при этом своих электрических параметров.

Так же как и бумажные, металлобумажные конденсаторы выпускаются в разнообразном конструктивном оформлении, на различные номинальные емкости и рабочие напряжения. Наиболее широко используются конденсаторы типов МБГЦ (металлобумажные герметизированные цилиндрические), МБГО (металлобумажные герметизированные однослойные), МБГП (металлобумажные герметизированные прямоугольные) и МБМ (металлобумажные малогабаритные). Все они рассчитаны на работу в интервале температур от —60 до +70° С (МБГО —до +60° С), обладают тенгенсом угла потерь не более 0,015 и имеют сопротивление изоляции 2 000—5 000 *Мом* для конденсаторов емкостью до 0,1 *мкф* и 200—1 000 *Мом·мкф* для конденсаторов большей емкости.

Габаритные чертежи этих конденсаторов приведены на рис. 11-9, а основные данные их помещены в табл. 11-9.

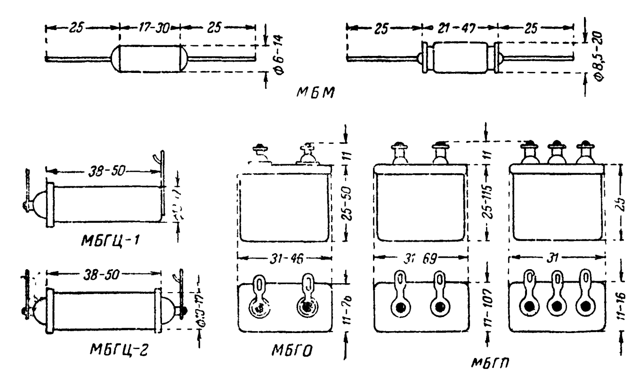


Рис. 11-9. Габаритные чертежи металлобумажных конденсаторов.

Конденсаторы типа МБГЦ. Конденсаторы этого типа выпускаются на номинальную емкость от 0,025 до 1 *мкф* с допускаемыми отклонениями ±5, ±10 и ± 20% и рабочие напряжения 200, 400, 600 и 1 000 *в*.

Они заключены в металлический корпус цилиндрической формы и имеют выводы в виде лепестков. Изготовляются они двух видов: МБГЦ-1 (с одним изолированным от корпуса выводом) и МБГЦ-2 (с двумя изолированными выводами).

Конденсаторы типа МБГО. Эти конденсаторы выпускаются на номинальную емкость от 0,25 до 30 *мкф* с допускаемыми отклонениями ± 10 и ± 20% и рабочие напряжения 160, 300, 400, 500 и 600 *в*. Изготовляются они в металлических корпусах прямоугольной формы.

Таблица 11-9

Основные данные металлобумажных конденсаторов

Емкость, *мкф*	Рабочее напряжение, *в*	Тип конденсатора
0,0051	1500	МБМ
0,01	750—1 500	МБМ
0,025	500—1 500	МБМ; МБГЦ
0,05	160—1 500	МБМ; МБГЦ
0,1	160—1 500	МБМ; МБГЦ; МБГП
0,1×2	400	МБГП
0,25	160—1 500	МБМ; МБГЦ; МБГО; МБГП
0,25×2	200	МБГП
0,5	160—1 500	МБМ; МБГЦ; МБГО; МБГП
0,5×2	200	МБГП
1	160—1 500	МБМ; МБГЦ; МБГО; МБГП
2	160—1 500	МБГО; МБГП
4	160—1 500	МБГО; МБГП
10	160—1 500	МБГО; МБГП
15	200	МБГП
20	160—500	МБГО
25	200	МБГП
30	160, 300	МБГО

Конденсаторы типа МБГП. Выпускаются на номинальную емкость от 0,1 до 25 *мкф* с допускаемыми отклонениями ± 5, ±10 и ±20% и рабочие напряжения 200, 400, 600, 1 000 и 1 500 *в*. Изготовляются в плоских металлических корпусах и имеют различные варианты крепления.

Конденсаторы типа МБМ. Предназначены для использования в малогабаритной аппаратуре. Выпускаются на номинальную емкость от 5 100 *пф* до 1 *мкф* с допускаемыми отклонениями ± 10 и ± 20% и рабочие напряжения 160, 250, 500, 750 и 1 000 *в*. Изготовляются в металлических корпусах цилиндрической формы и имеют изолированные от корпуса проволочные выводы.

Конденсаторы других типов. Наряду с указанными типами металлобумажных конденсаторов широкого применения промышленностью выпускаются также специальные металлобумажные конденсаторы типов МБГТ (металлобумажные герметизированные термостойкие) и МБГЧ (металлобумажные герметизированные частотные), конструктивно оформленные в металлических прямоугольных корпусах.

Конденсаторы типа МБГТ рассчитаны на работу в интервале температур от —60 до + 100° С, выпускаются на номинальную емкость 0,1—20 *мкф* и рабочие напряжения 160—1 000 *в*.

Конденсаторы типа МБГЧ благодаря специальному способу соединения обкладок с выводными концами обладают сравнительно малой собственной индуктивностью, вследствие чего могут применяться на более высоких частотах, чем другие металлобумажные конденсаторы Они выпускаются на номинальную емкость 0,25—10 *мкф* и рабочие напряжения 150—1 000 *в*.

По всем остальным электрическим параметрам конденсаторы МБГТ и МБГЧ аналогичны другим типам металлобумажных конденсаторов.

Слюдяные конденсаторы

В слюдяных конденсаторах диэлектриком служат пластинки высококачественной слюды, а проводящими элементами (обкладками) — листики металлической фольги

или тонкие слои серебра, нанесенного путем распыления на поверхность слюдяных пластинок.

Благодаря сравнительно малым потерям (тангенс угла потерь порядка 0,001) и высокому сопротивлению изоляции (порядка 10 000 *Мом*) эти конденсаторы используются главным образом в высокочастотных цепях, а также в качестве разделительных элементов в остальных цепях редиотехнической и электронной аппаратуры.

Конденсаторы с обкладками из фольги менее стабильны, чем конденсаторы с серебряным слоем. По температурным параметрам (ТКЕ) они отнесены к группе А

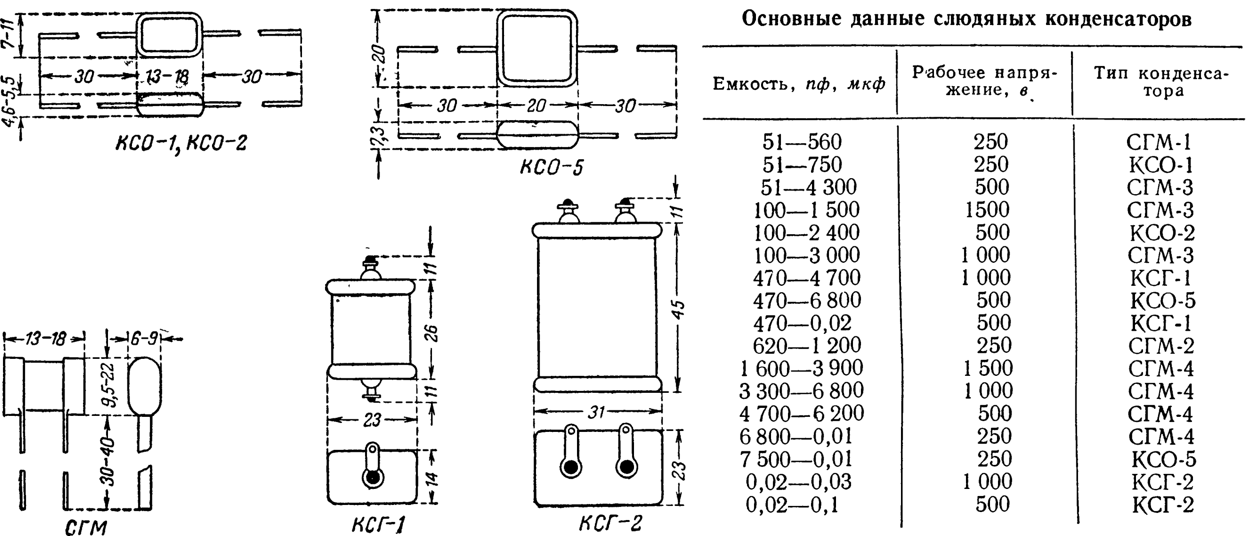


Рис. 11-10. Габаритные чертежи слюдяных конденсаторов.

и применяются только в тех цепях схемы, где стабильность емкости не имеет большого значения. Остальные конденсаторы относятся к группам Б, В и Г (см. табл. 11-7 на стр. 234).

Промышленность выпускает в массовом порядке слюдяные конденсатры типов КСО (конденсаторы слюдяные опрессованные пластмассой), КСГ (конденсаторы слюдяные герметизированные) и СГМ (слюдяные герметизированные малогабаритные). Все они рассчитаны на работу в интервале температур от —60 до +70° С (СГМ — до + 80° С) и выпускаются с допускаемыми отклонениями от номинальной емкости ± 2, ±5, ± 10 и ± 20%. Габаритные чертежи этих конденсаторов приведены на рис. 11-10, а основные данные их помещены в табл. 11-10.

Конденсаторы типа КСО. В зависимости от номинальных значений емкости, рабочих напряжений и конструктивного оформления конденсаторы типа КСО изготовляются десяти видов, из которых наиболее распространены КСО-1 (на емкость от 51 до 750 *пф* и рабочее напряжение 250 *в*), КСО-2 (на емкость 100—2 400 *пф* и рабочее напряжение 500 *в*) и КСО-5 (на емкость от 470 *пф* до 0,01 *мкф* и рабочие напряжения 250 и 500 *в*). Остальные конденсаторы этого типа (от КСО-6 до КСО-13) используются редко (выпускаются на емкость от 10 *пф* до 0,05 *мкф* и рабочие напряжения 250—7 000 *в*).

Следует отметить, что раньше (до 1954 г.) некоторые номиналы КСО-1, КСО-2 и КСО-5 выпускались под названием СОМ-1, СОМ-2 и СОМ-3.

Конденсаторы типа КСГ. Эти конденсаторы состоят из пакета слюдяных пластинок с нанесенными на них серебряными слоями (обкладками). Пакет помещен в прямоугольный герметичный металлический корпус. Изготовляются они двух видов: КСГ-1 и КСГ-2.

Конденсаторы КСГ-1 выпускаются на номинальную емкость от 470 *пф* до 0,02 *мкф* и рабочее напряжение 500 *в*, а также на емкость 470—4 700 *пф* и напряжение 1 000 *в*. Выводные контактные лепестки у них расположены на противоположных стенках корпуса.

У конденсаторов КСГ-2 выводные лепестки помещены на верхней крышке. Эти конденсаторы выпускаются на номинальную емкость 0,02—0,1 *мкф* и рабочие напряжения 500 и 1 000 *в*.

Таблица 11-10

Основные данные слюдяных конденсаторов

Емкость, *пф*, *мкф*	Рабочее напряжение, *в*	Тип конденсатора
51—560	250	СГМ-1
51—750	250	КСО-1
51—4 300	500	СГМ-3
100—1 500	1500	СГМ-3
100—2 400	500	КСО-2
100—3 000	1 000	СГМ-3
470—4 700	1 000	КСГ-1
470—6 800	500	КСО-5
470—0,02	500	КСГ-1
620—1 200	250	СГМ-2
1 600—3 900	1 500	СГМ-4
3 300—6 800	1 000	СГМ-4
4 700—6 200	500	СГМ-4
6 800—0,01	250	СГМ-4
7 500—0,01	250	КСО-5
0,02—0,03	1 000	КСГ-2
0,02—0,1	500	КСГ-2

Промежуточные номинальные емкости соответствуют стандартной шкале, помещенной на стр. 234 (табл. 11-6).

Конденсаторы типа СГМ. У конденсаторов этого типа пакет слюдяных прокладок с нанесенными на них серебряными обкладками заключен в небольшую немного сплюснутую керамическую трубку, торцы которой закрыты металлическими колпачками с ленточными выводами. В зависимости от размеров эти конденсаторы изготовляются четырех видов: от СГМ-1 до СГМ-4.

Конденсаторы СГМ-1 выпускаются на номинальную емкость 51—560 *пф* и рабочее напряжение 250 *в*, СГМ-2 — на емкость 620—1 200 *пф* и на то же напряжение, СГМ-3 — на емкость 51—4 300 *пф* и напряжения 500, 1 000 и 1 500 *в* и СГМ-4 — на емкость от 1 600 *пф* и до 0,01 *мкф* и напряжения 250—1 500 *в*.

Пленочные и металлопленочные конденсаторы

Пленочные и металлопленочные конденсаторы применяются в радиотехнической, электронной и измерительной аппаратуре наряду со слюдяными и керамическими. Диэлектриком в них служит тонкая пленка из полистирола, стирофлекса или фторопласта, а проводящими электродами — тонкая металлическая фольга (у пленочных конденсаторов) или нанесенный на пленку тончайший металлический слой (у металлопленочных конденсаторов).

Из выпускаемых промышленностью пленочных и металлопленочных конденсаторов наиболее распространены конденсаторы типов ПО (пленочные открытые), ПОВ (пленочные открытые высоковольтные), ПСО (пленочные стирофлексные открытые), ПМ (пленочные малогабаритные) и МПГ (металлопленочные герметизированные).

Габаритные чертежи этих конденсаторов приведены на рис. 11-11, а основные данные их помещены в табл. 11-11.

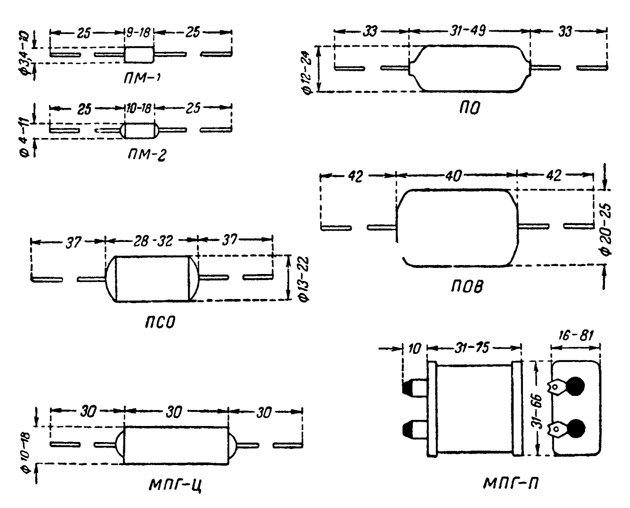


Рис. 11-11. Габаритные чертежи пленочных конденсаторов.

Конденсаторы типа ПМ. Выпускаются на номинальную емкость 100—10 000 *пф* с допускаемыми отклонениями ± 5, ± 10 и ± 20% и на рабочее напряжение 60 *в*. Рассчитаны на работу в интервале температур от —60 до +70° С, обладают тангенсом угла потерь порядка 0,001—0,0015 и имеют сопротивление изоляции не менее 50 000 *Мом*. В зависимости от конструкции и размеров изготовляются двух видов, ПМ-1 и ПМ-2.

Конденсаторы типа МПГ. В зависимости от конструкции конденсаторы этого типа разделяются на два вида: МПГ-Ц (в металлических корпусах цилиндрической формы и проволочными выводами) и МПГ-П (в металлических корпусах прямоугольной формы с контактными лепестками на крышке). Они рассчитаны на работу в интервале температур от —60 до + 60° С, обладают тангенсом угла потерь не более 0,001 и имеют сопротивление изоляции не менее 50 000 *Мом* при емкости до 0,1 *мкф* и 5 000 *Мом·мкф* при большей емкости.

Конденсаторы МПГ-Ц выпускаются на номинальную емкость 3 000—10 000 *пф* с допускаемыми отклонениями ± 2, ±5 и ± 10% и на рабочие напряжения 500 и 1 000 *в*, а конденсаторы МПГ-П — на емкость 0,015—2 *мкф* с допускаемыми отклонениями ± 1, ± 2, ± 5 и ± 10% и на рабочие напряжения 250, 500 и 1 000 *в*.

Конденсаторы других типов. Из других пленочных конденсаторов, применяемых в специальных случаях, следует указать на конденсаторы типов ФТ (фторопластовые термостойкие) и ПГТ (полистироловые герметизированные точные).

Таблица 11-11

Основные данные пленочных и металлопленочных конденсаторов

Емкость, *пф, мкф*	Рабочее напряжение, *в*	Допускаемые отклонения емкости	Тип конденсатора
51; 82	300	±20%	ПО
100; 300; 510; 750	60	±5%; ±10%; ±20%	ПМ-1; ПМ-2
150; 200; 270; 300; 330; 680	300	±10%	ПО
390	10 000	±20%	ПОВ
390	15 000	±20%	ПОВ
470—0,01	500	±5%; ±10%; ±20%	ПСО
1 000—0,01	60	±5%; ±10%; ±20%	ПМ-1; ПМ-2
2 200; 2 400; 3 600; 4 700	300	±5%; ±10%	ПО
3 000—0,01	500	±2%; ±5%; ±10%	МПГ-Ц
3 000—0,01	1 000	±2%; ±5%; ±10%	МПГ-Ц
0,015; 0,02	500	±1%; ±2%; ±5%; ±10%	МПГ-Ц
0,015; 0,02—0,05	1 000	±1%; ±2%; ±5%; ±10%	МПГ-П
0,025; 0,03	300	±5%; ±10%	ПО
0,025—0,05; 0,1	500	±1%; ±2%; ±5%; ±10%	
			МПГ-П
0,25; 0,5; 1,0; 2,0	250	±1%; ±2%; ±5%; ±10%	МПГ-П

Промежуточные номинальные емкости соответствуют стандартной шкале, помещенной на стр. 234 (табл. 11-6).

Конденсаторы типа ПО. Выпускаются на номинальную емкость от 51 *пф* до 0,03 *мкф* с допускаемыми отклонениями ±10 и ±20% и рабочее напряжение 300 *в*. Рассчитаны на работу в интервале температур от —40 до +50° С и имеют сопротивление изоляции не менее 10^7 —10^8 *Мом*.

Конденсаторы типа ПОВ. Выпускаются на номинальную емкость 390 *пф* с допускаемым отклонением ± 20% и на рабочие напряжения 10 и 15 *кв*. Рассчитаны на работу в интервале температур от 0 до +60° С и имеют сопротивление изоляции не менее 50 000 *Мом*.

Конденсаторы типа ПСО. Выпускаются на номинальную емкость 470—10 000 *пф* с допускаемыми отклонениями ± 5, ± 10 и ± 20% и на рабочее напряжение 500 *в*. Рассчитаны на работу в интервале температур от 0 до +60° С, обладают тангенсом угла потерь не более 0,0015 и имеют сопротивление изоляции не менее 10 000 *Мом*.

Конденсаторы ФТ рассчитаны на работу в интервале температур от —60 до +200° С и выпускаются на номинальную емкость 0,02—0,25 *мкф* и рабочие напряжения 200 и 600 *в*.

Конденсаторы ПГТ изготовляются с допускаемыми отклонениями емкости ±0,1, ±0,2 и ±0,5% и выпускаются на номинальную емкость 0,08—2 *мкф* и рабочие напряжения 160 и 300 *в*.

Керамические конденсаторы

Керамические конденсаторы широко применяются в различной радиотехнической аппаратуре, главным обра-

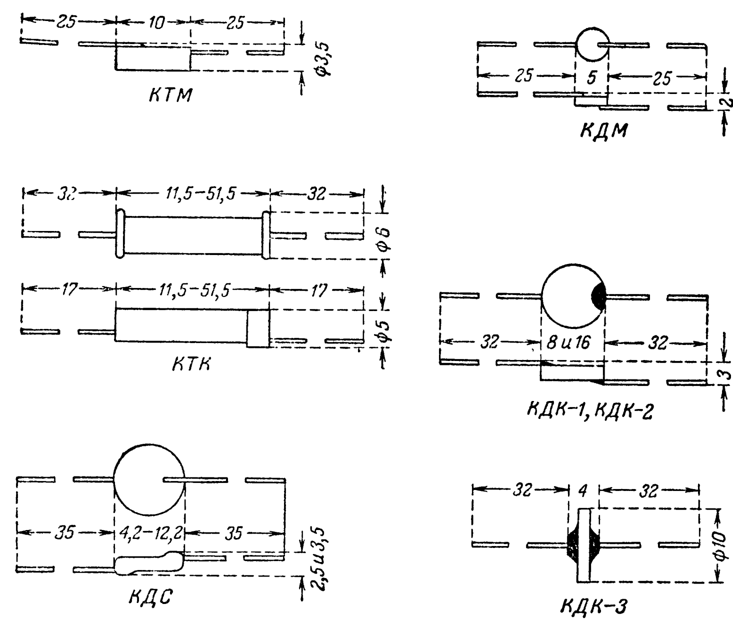


Рис. 11-12. Габаритные чертежи керамических конденсаторов.

зом в цепях высокой частоты. Диэлектриком в них служат трубка или диск из специальной конденсаторной керамики с малыми диэлектрическими потерями, а обкладками — тонкие слои серебра, нанесенного на поверхность керамики. Изготовляются также конденсаторы с диэлектриком из сегнетокерамики, предназначенные для работы в цепях низкой частоты.

В зависимости от величины ТКЕ керамические конденсаторы разделяются на шесть групп, каждая из которых имеет соответствующий цвет окраски корпуса или маркировочной точки.

Из большого числа различных по конструкции и назначению керамических конденсаторов наиболее распространены конденсаторы типов КТК (конденсаторы трубчатые керамические), КТМ (керамические трубчатые малогабаритные), КДК (конденсаторы дисковые керамические), КДМ (керамические дисковые малогабаритные) и КДС (конденсаторы дисковые сегнетокерамические). Габаритные чертежи этих конденсаторов приведены на рис. 11-12, а основные данные их помещены в табл. 11-12.

Конденсаторы типа КТК. В зависимости от размеров и номинальных значений емкости конденсаторы этого типа разделяются на пять видов (от КТК-1 до КТК-5) и выпускаются в двух вариантах (с проволочными и ленточными

Таблица 11-12

Основные данные керамических конденсаторов

Емкость, *пф*	Рабочее напряжение, *в*	Группа ТКЕ	Тип конденсатора	Емкость, *пф*	Рабочее напряжение, *в*	Группа ТКЕ	Тип конденсатора
1—3	500	С	КДК-1	43—68	500	С	КТК-4
1—4	150	С	КДМ	51—300	150	К	КТМ
1—5	500	Р	КДК-1	56—82	500	Р	КТК-4
1—5	500	С	КДК-3	62—100	500	С	КТК-5
1—7	500	М	КДК-1	75—120	500	Р	КТК-5
1—7	500	Р	КДК-3	82—150	500	М	КТК-3
1—12	150	С	КТМ	100—360	500	Д	КТК-2
2—15	500	Р, С	КТК-1	110—240	500	К	КДК-3
2—39	500	М	КТК-1	130—200	500	М	КТК-4
2—180	500	Д	КТК-1	180—240	500	К	КТК-1
3—10	500	С	КДК-2	180—240	500	М	КТК-5
3—10	500	М	КДК-3	240—560	500	Д	КТК-3
3—30	500	Д	КДК-1	270—680	500	К	КТК-2
4—10	150	Р	КДМ	430—750	500	Д	КТК-4
4—12	150	М	КДМ	510—1 500	150	Н	КДМ
5—15	500	Р	КДК-2	510—4 300	150	Н	КТМ
7—20	500	М	КДК-2	680	300	Н	КДК-1
10—30	150	Р	КТМ	680—1 000	500	Д	КТК-5
10—30	500	С	КТК-2	750—1 000	500	К	КТК-3
10—39	500	Р	КТК-2	1 000	250	—	КДС-1
10—51	150	М	КТМ	1 100—1 600	500	К	КТК-4
12—39	150	Д	КДМ	1 800—2 200	500	К	КТК-5
15—36	500	К	КДК-1	2 400	300	Н	КДК-2
24—51	500	С	КТК-3	2 400	300	Н	КТК-1
30—75	500	Д	КДК-3	3 000	250	—	КДС-2
30—91	500	М	КТК-2	5 100	300	Н	КДК-3
30—100	150	К	КДМ	6 200	300	Н	КТК-2
30—120	150	Д	КТМ	6 800	250	—	КДС-3
30—130	500	Д	КДК-2	10 000	300	Н	КТК-3
36—62	500	Р	КТК-3	15 000	300	Н	КТК-4
39—100	500	К	КДК-2	20 000	300	Н	КТК-5

Промежуточные номинальные емкости соответствуют стандартной шкале, помещенной на стр. 234 (табл. 11-6).

выводами). Около вывода от внутренней обкладки делается черная отметка.

Эти конденсаторы рассчитаны на работу в интервале температур от —60 до +80° С (группы Н и К —до +85° С), обладают тангенсом угла потерь не более 0,0012 (группа Р — не более 0,001, а группа Н — не более 0,035) и имеют сопротивление изоляции не менее 10 000 *Мом.*

Конденсаторы групп С, Р, М, Д и К выпускаются на номинальную емкость от 2 до 2200 *пф* с допускаемыми отклонениями ±2, ±5 и ±10% и на рабочее напряжение 500 *в*, а конденсаторы группы Н — на емкость 2400, 6200, 10 000, 15 000 и 20 000 *пф* с возможными отклонениями +100 и —20% и на напряжение 300 *в*.

Конденсаторы типа КТМ. Эти конденсаторы рассчитаны на работу в интервале температур от —60 до +85° С, обладают тангенсом угла потерь не более 0,0015 (группа Н — не более 0,035) и имеют сопротивление изоляции не менее 10 000 *Мом* (группа Н — не менее 1000 *Мом*).

Конденсаторы групп С, Р, М, Д и К изготовляются на номинальную емкость от 1 до 300 *пф* с допускаемыми отклонениями ±10 и ±20% и на рабочее напряжение 150 *в*, а конденсаторы группы Н — на емкость от 510 до 4 300 *пф* с допускаемыми отклонениями +100 и —20% и на то же напряжение.

Конденсаторы типа КДК. Эти конденсаторы разделяются на три вида (от КДК-1 до КДК-3). По рабочему интервалу температур, тангенсу угла потерь, сопротивлению изоляции, рабочим напряжениям и допускаемым отклонениям емкости они одинаковы с конденсаторами типа КТК.

Конденсаторы групп С, Р, М, Д и К выпускаются на номинальную емкость от 1 до 240 *пф*, а конденсаторы группы Н — на емкость 680, 2400 и 5100 *пф*.

Конденсаторы типа КДМ. По рабочему интервалу температур, тангенсу угла потерь, сопротивлению изоляции, рабочему напряжению и допускаемым отклонениям емкости эти конденсаторы одинаковы с конденсаторами типа КТМ.

Конденсаторы групп С, Р, М, Д и К выпускаются на номинальную емкость от 1 до 100 *пф*, а конденсаторы группы Н — на емкость от 510 до 1500 *пф*.

Конденсаторы типа КДС. В зависимости от размеров и номинальных значений емкости эти конденсаторы выпускаются трех видов: КДС-1 — на номинальную емкость 1000 *пф*; КДС-2 — на емкость 3000 *пф* и КДС-3 — на емкость 6800 *пф*. Все они изготовляются на рабочее напряжение 250 *в*, с допускаемыми отклонениями емкости +100 и —40%, тангенсом угла потерь не более 0,04, сопротивлением изоляции не менее 10 000 *Мом*, на интервал рабочих температур от —60 до +80° С.

Конденсаторы других типов. Из других керамических конденсаторов различного назначения следует указать на конденсаторы типов КТН (керамические трубчатые негерметизированные), выпускаемые на номинальную емкость 2—680 *пф* и рабочее напряжение 500 *в*; КО (керамические опорные) — на емкость 20—360 и 100—5100 *пф* и напряжения 400 и 500 *в*, используемые как блокировочные конденсаторы; КДО (керамические дисковые опорные) — на емкость 3—1500 *пф* и напряжения 400 и 500 *в*, того же назначения; КДУ (керамические дисковые ультракоротковолновые) — на емкость 1—27 *пф* и напряжение 500 *в*, предназначенные для работы в цепях с частотой до 500 *Мгц*; КОБ (керамические опрессованные боченочные) — на емкость 500 и 2500 *пф* и напряжения от 5 до 30 *кв*, используемые как конденсаторы фильтра, и КТП (керамические трубчатые проходные) — на емкость 8, 20, 27, 100, 300, 3600, 6800 и 15000 *пф* и напряжения 400 и 500 *в*, предназначенные для подавления высокочастотных помех.

Стеклоэмалевые конденсаторы

Стеклоэмалевые конденсаторы состоят из чередующихся тонких слоев стеклоэмали (диэлектрик) и серебра (обкладки), спеченных между собой в условиях высокой температуры. Четные и нечетные обкладки соединены порознь на противоположных торцах конденсатора.

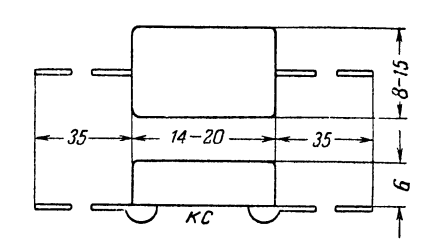


Рис. 11-13. Габаритный чертеж стеклоэмалевых конденсаторов.

Для широкого применения в различной аппаратуре промышленностью изготовляются стелклоэмалевые конденсаторы типа КС (конденсаторы стеклоэмалевые), разделяющиеся в зависимости от размеров на три вида: КС-1, КС-2 и КС-3. По своим основным электрическим параметрам они близки к керамическим конденсаторам и могут использоваться наравне с последними.

Габаритный чертеж этих конденсаторов приведен на рис. 11-13, а основные данные их помещены в табл. 11-13.

Таблица 11-13

Основные данные стеклоэмалевых конденсаторов

Емкость, *пф*	Рабочее напряжение, *в*	Группа ТКЕ	Тип конденсатора
10—180	500	Р	КС-1
10—200	500	О	КС-1
15—240	500	М	КС-1
20—300	500	П	КС-1
180—470	500	Р	КС-2
200—510	500	О	КС-2
240—560	500	М	КС-2
300—750	500	П	КС-2
470, 510	500	Р	КС-3
510—620	500	О	КС-3
560—750	500	М	КС-3
750—1 000	500	П	КС-3

Промежуточные номинальные емкости соответствуют стандартной шкале, помещенной на стр. 234 (табл. 11-6).

Конденсаторы типа КС рассчитаны на работу в интервале температур от —60 до +100 °С, обладают тангенсом угла потерь не более 0,0015 и имеют сопротивление изоляции не менее 20 000 *Мом*. Выпускаются они на номинальную емкость от 10 до 1 000 *пф* с допускаемыми отклонениями ±2, ±5, ±10 и ±20% и на рабочее напряжение 500 *в*. По температурным параметрам (ТКЕ) эти конденсаторы относятся к группам Р, О, М и П (см. табл. 11-7 на стр. 234).

Стеклоэмалевые конденсаторы изготовляются с проволочными выводами и без них. Последние предназначаются для использования в печатных схемах, внешние проводники которых припаиваются непосредственно к металлизированным торцам конденсатора.

Электролитические конденсаторы

Электролитические конденсаторы предназначены для работы в цепях с постоянным или пульсирующим напряжением и применяются в основном для отфильтровывания переменных напряжений. Малогабаритные электролитические конденсаторы используются также как разделительные между каскадами в аппаратуре на транзисторах.

Диэлектриком в электролитических конденсаторах служит тонкий слой окиси, нанесенный электролитическим способом на тонкую ленту из фольги. Эта лента является одной из обкладок конденсатора (анод). Другая его обкладка (катод) образуется из пропитанной электролитом плотно прилегающей к покрытой окисью поверхности фольги бумажной ленты и соприкасающейся с ней неокисленной лентой из фольги. Свернутые в рулон ленты помещены в металлический корпус.

Полярность электролитических конденсаторов требует определенного включения их в схему (обычно корпус конденсатора подключается к отрицательному полюсу цепи). Важнейшим преимуществом этих конденсаторов перед другими конденсаторами является их небольшой объем на единицу емкости, а главными недостатками можно считать повышенный ток утечки (особенно при перегреве) и большую зависимость емкости от температуры (особенно при понижении рабочей температуры).

В настоящее время наиболее широкое распространение получили конденсаторы типов КЭ (конденсаторы электролитические) и ЭМ (электролитические малогабаритные).

Габаритные чертежи этих конденсаторов приведены на рис. 11-14, а основные данные их помещены в табл. 11-14.

Конденсаторы типа КЭ. По конструкции и способу крепления конденсаторы этого типа изготовляются трех видов: КЭ-1, КЭ-2 и КЭ-3, причем последние из них не получили широкого распространения. Конденсаторы КЭ-1 и КЭ-2 заключены в цилиндрический алюминиевый корпус, являющийся катодным выводом. Анодным выводом служит контактный лепесток, расположенный у конденсаторов КЭ-1 на текстолитовой крышке, а у конденсаторов КЭ-2 — на пластмассовой втулке с резьбой, при помощи которой эти конденсаторы крепятся на шасси. Конденсаторы КЭ-3 заключены в алюминиевую трубку и снабжены проволочными выводами.

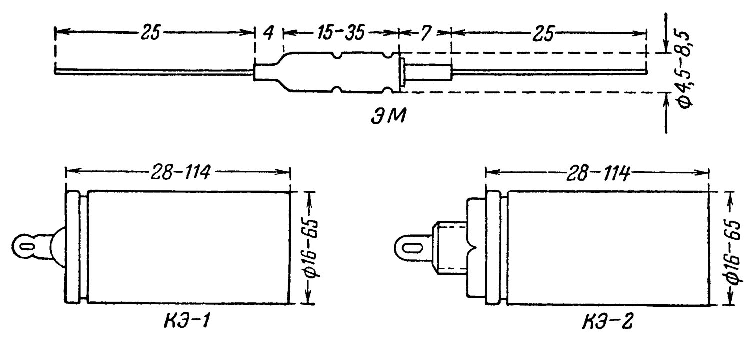


Рис. 11-14. Габаритные чертежи электролитических конденсаторов.

Конденсаторы типа КЭ выпускаются на номинальную емкость от 2 до 2 000 *мкф* с допускаемыми отклонениями от +50 до —20% и на рабочие напряжения от 8 до 500 *в*. Они рассчитаны на работу в интервале температур от —10 до +60° С (неморозостойкие — группа Н); от —40 до +60° С (морозостойкие — группа М); от —50 до +60° С (повышенной морозостойкости — группа ПМ) или от —60 до +60° С (особо морозостойкие — группы ОМ) и имеют тангенс угла потерь не более 0,2.

Кроме того, выпускаются конденсаторы типа КЭ-2-Н такой же конструкции, как и КЭ-2. Они рассчитаны на работу в интервале температур от —10 до +60° С, имеют тангенс угла потерь не более 0,15 и изготовляются на номинальную емкость 80 *мкф* при рабочем напряжении 450 *в*, на емкость 120 *мкф* при напряжении 300 *в* и на емкость 150 *мкф* при напряжении 200 *в* с допускаемыми отклонениями емкости от +75 до —10%.

Таблица 11-14

Основные данные электролитических конденсаторов

Емкость, *мкф*	Рабочее напряжение, *в*	Тип конденсатора
0,5	60; 100	ЭМ
1	20; 30; 60; 100; 150	ЭМ
2	15; 20; 30; 60; 100	ЭМ
3	10; 20; 60; 100	ЭМ
5	6; 10; 20; 30; 60; 100	ЭМ
5	300; 400; 450; 500	КЭ-1; КЭ-2
10	6; 10; 15; 30; 60	ЭМ
10	12; 20; 30; 50; 150; 300; 400; 450; 500	КЭ-1; КЭ-2
15	6; 10; 20	ЭМ
20	4; 6	ЭМ
20	20; 30; 50; 150; 300; 400; 450; 500	КЭ-1; КЭ-2
25	4; 15	ЭМ
30	10	ЭМ
30	12; 20; 30; 50; 150; 300	КЭ-1; КЭ-2
40	6	ЭМ
40	450	КЭ-1; КЭ-2
50	4	ЭМ
50	8; 12; 20; 30; 50	КЭ-1; КЭ-2
100	8; 12; 20; 30; 50	КЭ-1; КЭ-2
200	8; 12; 20; 30	КЭ-1; КЭ-2
500	8; 12; 20; 30	КЭ-1; КЭ-2
1 000	8; 12; 20	КЭ-1; КЭ-2
2 000	8; 12; 20	КЭ-1; КЭ-2

Конденсаторы типа ЭМ. Эти конденсаторы конструктивно оформлены в виде миниатюрного алюминиевого патрона цилиндрической формы и имеют проволочные выводы. На патроне около одного из выводов обозначена полярность включения конденсатора.

Конденсаторы рассчитаны на работу в интервале температур от —10 до +70° С (группа Н); от —40 до +70° С (группа М) или от —60 до +70° С (группа ОМ). Выпускаются они на номинальную емкость от 0,5 до 50 *мкф* с допускаемым отклонением +100% и на рабочие напряжения от 4 до 150 *в*.

Конденсаторы других типов. Из других изготовляемых промышленностью электролитических конденсаторов можно указать на конденсаторы типов ЭГЦ (электролитические герметизированные цилиндрические), ЭФ (электролитические фотоосветительные) и ЭТО (электролитические танталовые объемнопористые).

Конденсаторы типа ЭГЦ по своей конструкции схожи с конденсаторами КЭ-1, но имеют герметичную алюминиевую крышку со стеклянным изолятором и контактным лепестком (анодный вывод) в центре. На корпусе конденсатора помещен второй контактный лепесток (катодный вывод).

По интервалу рабочих температур (изготовляются группы М и ОМ), рабочим напряжениям (выпускаются от 6 *в*), номинальной емкости и другим параметрам эти конденсаторы аналогичны конденсаторам типа КЭ.

Конденсаторы типа ЭФ применяются для питания импульсных ламп фотоосветителей. Выпускаются они в алюминиевых цилиндрических корпусах и изготовляются на номинальную емкость 800 и 1 300 *мкф* при рабочем напряжении 300 *в*; на 1 000 *мкф* при напряжении 500 *в* и на емкость 1 500 *мкф* при напряжениях 130 и 200 *в* с допускаемым отклонением емкости от +50 до —15%. Рассчитаны эти конденсаторы на работу в интервале температур от —10 до +40° С и имеют тангенс угла потерь не более 0,15.

Конденсаторы типа ЭТО имеют металлический грибовидный корпус высотой 10 и диаметром 13,5 *мм*. Диэлектриком в этих конденсаторах служит тонкая пленка окисла на поверхности пористого танталового цилиндра, являющегося анодом конденсатора. Вывод от анода выполнен в виде изолированного от корпуса контактного лепестка. Катодом конденсатора является электролит, а выводом его служит корпус с приваренной к его дну проволокой.

Рассчитаны эти конденсаторы на работу в интервале температур от —60 до +150° С и выпускаются на номинальную емкость 10 *мкф* при рабочем напряжении 70 *в*; на емкость 15 *мкф* при напряжении 50 *в*; на емкость 20 *мкф* при напряжении 30 *в*; на емкость 30 *мкф* при напряжении 15 *в*; на емкость 50 *мкф* при напряжении 10 *в* и на емкость 80 *мкф* при напряжении 4 *в*.

Подстроечные конденсаторы

Подстроечные конденсаторы применяются для точной фиксированной подстройки емкости в цепях высокой частоты, чаще всего в колебательных контурах. Для этого одна из обкладок (или группа обкладок) делается подвижной по отношению к другой неподвижной обкладке. Обычно такие конденсаторы изготовляются на сравнительно небольшие изменения емкости.

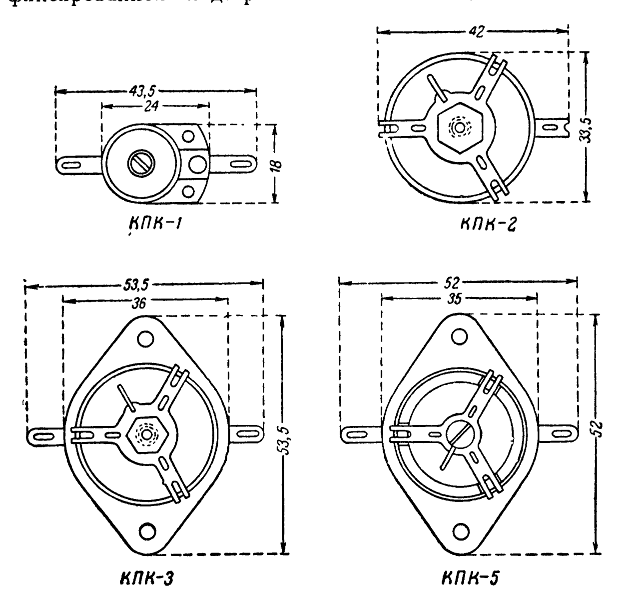


Рис. 11-15. Габаритные чертежи подстроечных конденсаторов.

Промышленностью выпускаются в массовом порядке конденсаторы типа КПК (конденсаторы подстроечные керамические). В зависимости от конструктивного выполнения они подразделяются на четыре вида: КПК-1, КПК-2, КПК-3 и КПК-5. Статором у этих конденсаторов является керамическое основание с нанесенным на его поверхности тонким серебряным сектором, а ротором служит керамический диск с таким же сектором. Изменение емкости конденсатора производится поворотом диска.

Габаритные чертежи этих конденсаторов приведены на рис. 11-15.

Конденсаторы типа КПК рассчитаны на работу в интервале температур от —60 до +80° С (КПК-5—от —50° С), имеют тангенс угла потерь не более 0,002, обладают сопротивлением изоляции не менее 1 000 *Мом* и изготовляются на рабочее напряжение 500 *в*. Номинальные значения емкости этих конденсаторов приведены в табл. 11-15.

Конденсаторы переменной емкости

Эти конденсаторы предназначены для тех узлов аппаратуры, где требуется производить в определенных пределах плавное изменение емкости. Наибольшее распространение имеют конденсаторы переменной емкости, в которых подвижная группа пластин при повороте оси входит в воздушные зазоры между пластинами неподвижной группы. Такие конденсаторы отличаются большой точностью установки емкости, высокой стабильностью и незначительными потерями. Благодаря этому они широко применяются для настройки высокочастотных колебательных контуров. Встречаются также конденсаторы переменной емкости с твердым диэлектриком, в которых между пластинами помещены изоляционные прокладки. Эти конденсаторы используются в основном как регулировочные.

По характеру изменения емкости в зависимости от угла поворота оси, что определяется той или иной формой пластин, конденсаторы разделяются на четыре вида: прямоемкостные, прямоволновые, прямочастотные и среднелинейные (логарифмические).

У прямоемкостных конденсаторов, имеющих полукруглые подвижные пластины, изменение емкости происходит пропорционально углу поворота оси. Применяются такие конденсаторы сравнительно редко, главным образом в специальной измерительной аппаратуре.

Прямоволновые конденсаторы, имеющие несколько иную форму пластин, позволяют изменять длину волны контура пропорционально углу поворота оси. Эти конденсаторы также имеют ограниченное применение.

Более широко используются прямочастотные конденсаторы, дающие равномерное изменение частоты контура по диапазону, а также среднелинейные конденсаторы, у которых процентное изменение емкости, приходящееся

Таблица 11-15

Основные данные подстроечных керамических конденсаторов

Емкость, *пф*		Тип конденсатора	Емкость, *пф*		Тип конденсатора	Емкость, *пф*		Тип конденсатора
минимальная	максимальная		минимальная	максимальная		минимальная	максимальная	
2	7	КПК-1	8	60	КПК-2	25	150	КПК-2
4	15	КПК-1	8	60	КПК-3	25	150	КПК-3
6	25	КПК-1	10	100	КПК-2	25	150	КПК-5
8	30	КПК-1	10	100	КПК-3	25	175	КПК-5

на градус поворота оси, остается постоянным в любом месте шкалы. Это обеспечивает одинаковую точность отсчета по всей шкале и значительно облегчает спаривание конденсаторов на одной оси.

Конденсаторы переменной емкости, применяемые в радиовещательных приемниках, обычно имеют зависимость изменения емкости, близкую к среднелинейной (график зависимости емкости типового конденсатора от угла поворота его оси приведен на рис. 11-16).

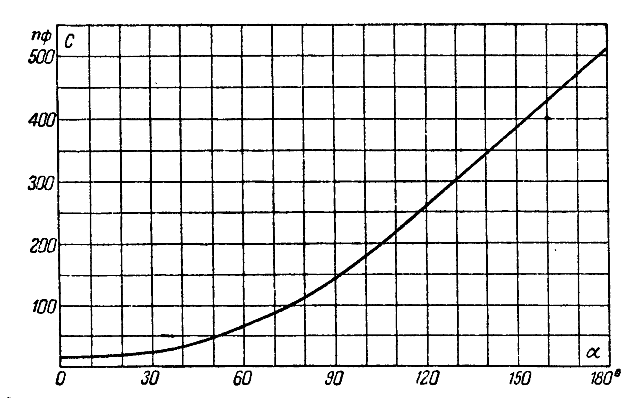


Рис. 11-16. Зависимость емкости *C* типового переменного конденсатора от угла поворота его оси α.

Для радиовещательных приемников различного класса изготовляются одинарные, спаренные (два конденсатора на одной оси) и строенные конденсаторы переменной емкости с воздушным диэлектриком. Минимальная емкость (подвижные пластины выведены) у различных образцов таких конденсаторов (в различных приемниках) лежит в пределах 10—17 *пф*, а максимальная емкость (пластины введены) — в пределах 450—540 *пф*.

Тангенс угла потерь у такого конденсатора на частоте 1 *Мгц* не превышает 0,01 при выведенных подвижных пластинах (угол поворота оси равен 0°) и 0,001 при введенных пластинах (угол поворота оси равен 180°). Сопротивление изоляции между группами подвижных и неподвижных пластин конденсатора при любом повороте его оси должно быть не менее 200 *Мом*.

В радиовещательных приемниках с ультракоротковолновым диапазоном применяются конденсаторы переменной емкости с дополнительными группами подвижных и неподвижных пластин, емкость которых при повороте оси от 0 до 180° изменяется примерно от 8 до 20 *пф*.

Вариконды

Варикондами называются конденсаторы с диэлектриком из специального сегнетокерамического материала ВК1, обладающего свойством резко изменять диэлектрическую проницаемость при изменении напряженности электрического поля. Емкость таких конденсаторов под воздействием приложенного к ним переменного напряжения может изменяться в 4—6 раз.

Номинальное значение емкости варикондов определяется при напряжении 5 *в* и частоте 50 *гц*. При увеличении напряжения емкость варикондов возрастает, достигает максимального значения (при напряжении 80—150 *в*) и затем снижается.

Это свойство позволяет применять вариконды в качестве усилителей переменного и постоянного токов, умножителей частоты, стабилизаторов напряжения, генераторов импульсов и других устройств, используемых в радиотехнике, автоматике и телемеханике.

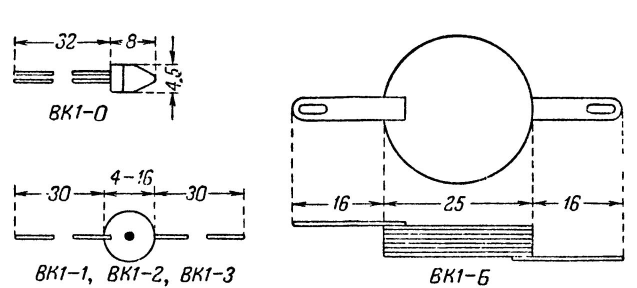


Рис. 11-17. Габаритные чертежи варикондов.

Вариконды изготовляются нескольких видов (ВК1-0, ВК1-1, ВК1-2, ВК1-3 и ВК1-Б) на номинальное рабочее напряжение 250 *в* по постоянному току и на 160 *в* по току с частотой 50 *гц*. Они рассчитаны на работу в интервале температур от —40 до +60° С (ВК1-Б — до +50° С), имеют тангенс угла потерь не более 0,18 (у ВК1-Б — не более 0,25) и сопротивление изоляции не менее 10 000 *Мом* (у ВК1-Б — не менее 1 000 *Мом*).

ВК1-0 выпускаются на номинальную емкость 100 *пф*; ВК1-1 — на емкость 510 и 1 500 *пф*: ВК1-2 — на емкость 2 700 и 5 100 *пф*; ВК1-3 — на емкость 6 800 *пф* и 0,012 *мкф* и ВК1-Б — на емкость 0,15 и 0,2 *мкф* с допускаемыми отклонениями по емкости от +100 до —40%.

Обычно вариконды изготовляются в виде дисков толщиной 0,4—0,6 *мм*, покрытых красной эмалью. Для отличия от других сегнетокерамических конденсаторов на корпусе вариконда ставится голубая точка.

Габаритные чертежи варикондов приведены на рис. 11-17.

11-3. ВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ КАТУШКИ

В высокочастотных узлах и цепях радиотехнической аппаратуры применяются различные по назначению и самые разнообразные по устройству катушки индуктивности. В зависимости от назначения их можно разделить на контурные катушки (образующие совместно с конденсаторами колебательный контур), катушки связи (передающие высокочастотные колебания из одной цепи в другую), дроссели высокой частоты (преграждающие путь токам высокой частоты) и др. По конструктивным признакам катушки могут быть разделены на цилиндрические, спиральные, однослойные, многослойные, с сердечником или без сердечника, с постоянной или переменной индуктивностью и т. д.

Промышленность не выпускает типовых высокочастотных катушек. В приемниках одинакового назначения, но разных марок, например, можно встретить катушки, различные по конструкции. Следует отметить, однако, что в отличие от других радиодеталей (конденсаторов и сопротивлений) высокочастотные катушки нетрудно изготовить самому. Поэтому радиолюбители в своих устройствах часто применяют самодельные катушки. Наибольшее распространение в радиолюбительской практике получили цилиндрические однослойные и многослойные катушки.

Обозначения на схемах

На принципиальной радиотехнической схеме рядом с условным графическим изображением катушки индуктивности (рис. 11-18) помещают и ее символическое (буквенное) обозначение (латинская прописная буква *L*) с порядковым цифровым (иногда с буквенным) подстрочным индексом (например, L_1, L_2, L_a и т. п.). Значение индуктивности на схеме обычно не указывают.

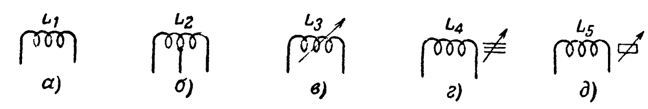


Рис. 11-18. Условные обозначения катушек индуктивности.

а — катушка с постоянной индуктивностью; *б* — катушка с отводом; *в* — катушка с переменной индуктивностью; *г* — катушка с подстройкой магнитным сердечником, *д* — катушка с подстройкой немагнитным сердечником.

Дроссели на схемах имеют такое же условное графическое изображение, но в отличие от катушек обозначаются буквами *Др*.

Основные параметры катушек

Количественные и качественные показатели высокочастотной катушки определяются в основном ее индуктивностью, добротностью, собственной емкостью и температурным коэффициентом индуктивности.

Индуктивность. Этот количественный показатель катушки зависит в основном от ее размеров, формы и числа витков. Чем больше по размерам катушка и чем больше содержит она витков, тем больше ее индуктивность. Кроме того, на индуктивность катушки сильно влияют введение в нее сердечника и помещение ее в экран. Сердечник (магнитный) увеличивает, а экран (немагнитный) уменьшает индуктивность катушки.

В радиотехнической аппаратуре используются высокочастотные катушки индуктивностью от долей микрогенри до десятков миллигенри.

Добротность. В катушке, включенной в цепь переменного тока, из-за потерь в ее обмотке, каркасе, сердечнике бесполезно рассеивается часть энергии. Так же как и в конденсаторах (см. стр. 235), рассеивание энергии в катушке можно выразить тангенсом угла потерь:

$$\operatorname{tg}\delta = \frac{r}{2\pi f L},$$

где f — частота тока, *гц*;

L — индуктивность катушки, *гн*;

r — эквивалентное сопротивление потерь катушки, *ом*.

Однако качество работы катушки в цепях переменного тока принято выражать не тангенсом угла потерь, а его обратной величиной, называемой добротностью,

$$Q_L = \frac{1}{\operatorname{tg}\delta} = \frac{2\pi f L}{r}.$$

Значение добротности у катушки с заданной индуктивностью зависит в основном от конструктивного выполнения последней. Большей добротностью (меньшими потерями) обладают катушки с обмоткой из литцендрата и толстого провода с каркасом из специального радиочастотного материала (радиофарфора, полистирола и др.) или вовсе без каркаса. В ряде случаев повышению добротности катушки способствует введение в нее сердечника из высокочастотного материала (карбонильного железа, ферритов и др.), так как при этом заданную индуктивность можно получить с меньшим количеством провода.

В приемниках и других широко распространенных радиотехнических устройствах используются обычно катушки средней добротности (порядка 40—200). Катушки индуктивности с высокой добротностью (более 300) целесообразно применять только в специальных случаях (например, в контурах и фильтрах с острой резонансной характеристикой).

Собственная емкость. Витки и слои катушки образуют емкость, которую в целом можно рассматривать как конденсатор, подключенный параллельно катушке. Наличие этой собственной емкости у катушки ухудшает ее качественные показатели (понижает добротность и стабильность, уменьшает коэффициент перекрытия диапазона частот в колебательном контуре, ухудшает действие катушки, примененной в качестве дросселя). Поэтому при конструировании катушек стараются уменьшить их емкость.

Собственная емкость катушки сильно зависит от ее размеров и способа намотки. Катушки большего размера обладают большей собственной емкостью (наиболее сильно влияет диаметр катушки). Наименьшую емкость (1—3 *пф*) имеют однослойные катушки, намотанные с шагом, а также многослойные катушки (5—30 *пф*) с универсальной намоткой или намоткой внавал. Уменьшению собственной емкости катушки способствует также разделение ее обмотки на отдельные секции.

Температурный коэффициент индуктивности. При изменении окружающей температуры изменяются размеры катушки, вследствие чего изменяется и ее индуктивность. Относительное изменение последней на 1° С называется температурным коэффициентом индуктивности (сокращенно ТКИ).

ТКИ ухудшает стабильность катушки. Для его уменьшения применяют специальные меры. В однослойных катушках, например, применяют для этого каркасы из керамических материалов (одновременно уменьшаются и потери) и намотку производят нагретым до 80—120° С проводом. Если, например, обычная однослойная цилиндрическая катушка имеет ТКИ порядка $30 \cdot 10^{-6}$—$50 \cdot 10^{-6}$, то у катушки на керамическом каркасе с нанесенными на нем (вжиганием) витками этот параметр снижается примерно до $8 \cdot 10^{-6}$—$18 \cdot 10^{-6}$.

В колебательных контурах для уменьшения влияния ТКИ к катушке контура подключают термокомпенсирующий конденсатор с отрицательным ТКЕ (см. стр. 234).

Однослойные катушки

В радиотехнических устройствах широкого пользования катушки индуктивностью примерно до 100 *мкгн* обычно наматываются в один слой (рис. 11-19). Такие

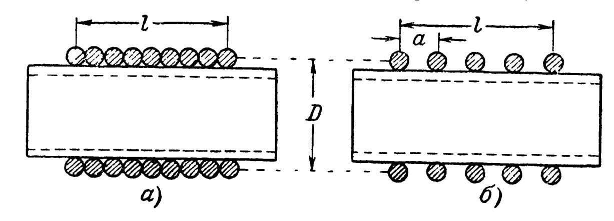


Рис. 11-19. Однослойные цилиндрические катушки.

а — катушка сплошной намотки; *б* — катушка, намотанная с шагом.

катушки, как правило, применяются на частотах выше 1,5—2 *Мгц* (например, коротковолновые и ультракоротковолновые в радиоприемнике).

Обмотка однослойной катушки может быть выполнена сплошной (плотно виток к витку) или с шагом (с промежутками между витками). Сплошная намотка применяется обычно для катушек индуктивностью более 15—20 *мкгн*. Для снижения собственной емкости катушки и повышения ее стабильности применяют намотку с шагом.

С достаточной для практических случаев точностью индуктивность однослойной катушки (сплошной или с шагом) можно рассчитать по следующей формуле:

$$L = \frac{0{,}001 D w^2}{\frac{l}{D} + 0{,}44},$$

где L — индуктивность катушки, *мкгн*;
D — диаметр катушки, *мм*;
l — длина катушки, *мм*;
w — число витков катушки.

Пример расчета. *Дано*: $D = 10$ *мм*; $l = 5$ *мм*; $w = 12$.
Определяем:

$$L = \frac{0{,}001 \cdot 10 \cdot 12 \cdot 12}{\frac{5}{10} + 0{,}44} \approx 1{,}5 \text{ мкгн}.$$

Из приведенной формулы видно, что заданную индуктивность можно получить при различных соотношениях диаметра, длины и числа витков катушки. Наибольшая же индуктивность из провода определенной длины получается при условии, когда диаметр катушки больше ее длины примерно в $2^1/_2$ раза. Однако такие катушки встречаются редко.

В радиоприемниках однослойные контурные катушки для коротковолнового диапазона выполняются на каркасах (диаметром 10—20 *мм*) из радиофарфора, полистирола или гетинакса проводом в эмалевой изоляции диаметром 0,4—0,8 *мм*. Для катушек связи этого же диапазона используют более тонкий провод (диаметром 0,1—0,2 *мм*) и наматывают его между витками контурной катушки.

Ультракоротковолновые катушки, состоящие из нескольких витков толстого провода (диаметром более 1 *мм*), чаще всего выполняются бескаркасными.

Подгонка (подстройка) однослойной катушки под нужную индуктивность производится либо путем перемещения отвода по виткам (для катушек из толстого провода, намотанных с шагом), либо путем удлинения обмотки (отодвиганием крайних витков), либо путем приближения или удаления короткозамкнутого витка, расположенного на том же каркасе, что и катушка. Для этой же цели применяются магнитные (в коротковолновых катушках) и немагнитные (в ультракоротковолновых катушках) сердечники.

Многослойные катушки

Катушки индуктивностью более 100 *мкгн* обычно имеют многослойную обмотку (рис. 11-20). Такие катушки, как правило, применяются на частотах ниже 1,5—2 *Мгц* (например, средневолновые и длинноволновые катушки в радиоприемнике).

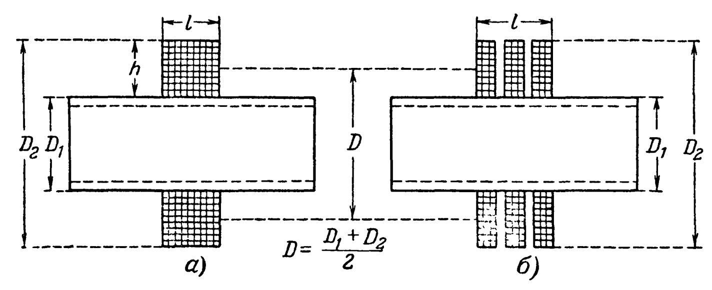


Рис. 11-20. Многослойные цилиндрические катушки.
а — односекционная катушка; *б* — секционированная катушка.

Для уменьшения собственной емкости многослойных катушек применяют специальные способы намотки. В заводских условиях катушки наматывают так, чтобы витки одного слоя укладывались не параллельно виткам другого, а располагались к нему под некоторым углом (универсальная намотка). Радиолюбители же чаще всего используют другой, более простой способ намотки многослойных катушек, при котором витки катушки располагаются произвольно (кучей), без соблюдения какого-либо порядка (намотка внавал).

Индуктивность многослойной катушки (с любым видом намотки) можно рассчитать по следующей формуле:

$$L = \frac{0{,}008 D^2 w^2}{3D + 9l + 10h},$$

где L — индуктивность катушки, *мкгн*;
D — средний диаметр катушки, *мм*;
l — длина катушки, *мм*;
h — высота катушки, *мм*;
w — число витков катушки.

Пример расчета. *Дано*: $D = 15$ *мм*; $l = 5$ *мм*; $h = 5$ *мм*; $w = 120$ витков.
Определяем:

$$L = \frac{0{,}008 \cdot 15 \cdot 15 \cdot 120 \cdot 120}{3 \cdot 15 + 9 \cdot 5 + 10 \cdot 5} = 185 \text{ мкгн}.$$

Следует отметить, что наибольшая индуктивность многослойной катушки при одном и том же числе витков на выбранном каркасе получается, когда длина катушки l равна ее высоте h. Длина катушки чаще всего выбирается равной 3—5 *мм*.

В радиоприемниках многослойные контурные катушки обычно выполняются на каркасах из гетинаксовой трубки диаметром 8—15 *мм*. Катушки длинноволнового диапазона чаще всего наматывают проводом ПЭШО 0,1—0,15, а средневолновые катушки проводом ПЭШО 0,15—0,25 или литцендратом ЛЭШО 7 × 0,07.

Чтобы снизить собственную емкость многослойной катушки, а также уменьшить ее наружный диаметр (для компактности), катушку выполняют из нескольких последовательно соединенных одинаковых секций (2—4 секции на каркасе). Секции катушки располагают либо вплотную, либо на небольшом расстоянии (1—3 *мм*) одна от другой.

Подгонка индуктивности многослойной катушки производится либо путем отматывания нескольких витков (если заведомо известно, что витков намотано несколько больше, чем требуется), либо путем перемещения по каркасу дополнительной секции из небольшого числа витков, либо с помощью сердечника из магнитодиэлектрика.

Катушки с сердечниками

Введение в катушку сердечника из магнитного материала увеличивает ее индуктивность. Это обстоятельство позволяет изготавливать катушки небольших размеров. Вместе с этим сокращается и расход провода, что способствует повышению добротности катушки. Возможность перемещения сердечника внутри катушки упрощает подстройку контура, а также подгонку нескольких контуров на одинаковую индуктивность. Кроме того, катушка с сердечником обладает более сосредоточенным магнитным полем, благодаря чему уменьшается магнитная связь между контурами в различных каскадах и облегчается экранировка самой катушки.

В качестве магнитного материала для сердечников высокочастотных катушек применяются магнитодиэлектрики (карбонильное железо, альсифер, ферриты). В радиолюбительской практике наиболее широко распространены карбонильные сердечники типов СЦШ (сердечник цилиндрический с латунной шпилькой) и СБ (сердечник броневой). Эти сердечники часто используются в фильтрах промежуточной частоты и контурных катушках радиоприем-

ников. На частотах примерно до 10 *Мгц* такие сердечники позволяют увеличить индуктивность катушки в несколько раз. Вместе с этим несколько повышается и добротность катушки.

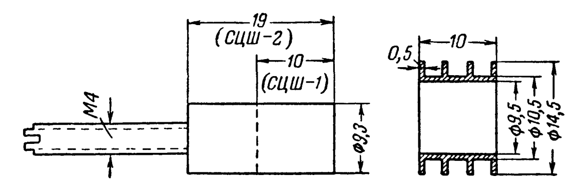


Рис. 11-21. Размеры цилиндрических карбонильных сердечников типа СЦШ и типового каркаса для их катушки.

Сердечники типа СЦШ выпускаются двух видов: СЦШ-1 и СЦШ-2, различающихся только по длине цилиндра. Их размеры показаны на рис. 11-21. Перемещение такого сердечника внутри катушки позволяет изменять ее индуктивность примерно до 50%.

Броневые сердечники типа СБ в зависимости от их размеров делятся на пять следующих видов: СБ-1а, СБ-2а, СБ-3а, СБ-4а и СБ-5а (указаны наиболее распространенные). Размеры этих середчников приведены в табл. 11-16.

Индуктивность катушек с броневыми сердечниками типа СБ можно рассчитать по следующим приближенным формулам:

$$L \approx \frac{w^2}{45} \text{(для СБ-1а)}; \quad L \approx \frac{w^2}{20} \text{(для СБ-2а — СБ-5а)},$$

где L — индуктивность катушки при полностью введенном подстроечнике, *мкгн*;

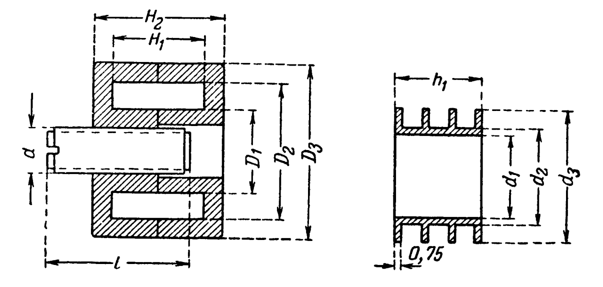
w — число витков катушки.

При выведенном (вывернутом) подстроечнике индуктивность катушки уменьшается примерно на 15%.

В табл. 11-17 указаны максимальные значения индуктивности, которую можно получить с сердечниками типа СБ при намотке катушек различными проводами, а в табл. 11-18 приведены данные катушек с различными кар-

Таблица 11-16

Размеры броневых карбонильных сердечников типа СБ и типовых каркасов для их катушек



Тип сердечника	Размеры сердечника, *мм*							Размеры каркаса, *мм*			
	D_1	D_2	D_3	H_1	H_2	d	l	d_1	d_2	d_3	h_1
СБ-1а	6	10	12,3	8,2	10,6	4	11,5	6,2	7	9,5	7,6
СБ-2а	10	18,5	23	6,2	11	7	13	11,5	13	16	5,5
СБ-3а	11	18	23	12	17	7	19	11,5	13	17,5	11
СБ-4а	13	22	28	17	23	8	25	13,5	15	21,5	16
СБ-5а	13,5	27	34	20,4	28	8	30	14	15	26,5	16,5

Таблица 11-17

Максимальная индуктивность катушек с броневыми сердечниками из карбонильного железа, намотанных различными проводами

Провод	Тип сердечника									
	СБ-1а		СБ-2а		СБ-3а		СБ-4а		СБ-5а	
	w	L	w	L	w	L	w	L	w	L
ПЭЛ 0,1	570	7	650	24	1 350	95	3 000	440	4 350	920
ПЭЛ 0,15	230	1,35	275	4,2	590	17,5	1 300	89	2 290	250
ПЭЛ 0,2	108	0,24	144	1,1	375	6,9	700	23,5	1 090	57
ПЭЛШО 0,1	164	0,56	210	2,5	480	11,7	945	47,5	1 610	125
ЛЭШО 7×0,07	58	0,07	67	0,24	160	1,25	386	7,1	616	18

Примечание: w — число витков; L — индуктивность, *мгн*.

Таблица 11-18

Катушки с сердечниками из карбонильного железа для контуров промежуточной частоты 110, 460, 1 000 и 5 000 *кгц*

Тип сердечника	Провод	Число витков	Добротность
На частоту 110 *кгц* при индуктивности катушки 5,2 *мгн* параллельно с конденсатором емкостью 400 *пф*			
СЦШ-1	ПЭЛ 0,12	480	70
СЦШ-2	ПЭЛ 0,12	435	90
СБ-1а	ПЭЛ 0,1	500	90
СБ-2а	ПЭЛ 0,1	310	100
СБ-3а	ПЭЛ 0,2	344	140
СБ-4а	ЛЭШО 7×0,07	350	180
СБ-5а	ЛЭШО 7×0,07	350	165
На частоту 460 *кгц* при индуктивности катушки 600 *мкгн* параллельно с конденсатором емкостью 200 *пф*			
СЦШ-1	ПЭЛ 0,12	165	75
СЦШ-2	ПЭЛ 0,15	148	110
СБ-1а	ПЭЛ 0,15	167	110
СБ-2а	ПЭЛ 0,15	106	120
СБ-3а	ПЭЛ 0,2	108	125
СБ-4а	ЛЭШО 7×0,07	112	180
СБ-5а	ЛЭШО 7×0,07	108	220

Продолжение табл. 11-18

Тип сердечника	Провод	Число витков	Добротность
На частоту 1 *Мгц* при индуктивности катушки 125 *мкгн* параллельно с конденсатором емкостью 200 *пф*			
СЦШ-1	ЛЭШО 7×0,07	80	125
СЦШ-2	ЛЭШО 7×0,07	68	180
СБ-1а	ПЭЛ 0,2	78	75
СБ-2а	ПЭЛ 0,2	48	110
СБ-3а	ЛЭШО 7×0,07	52	190
На частоту 5 *Мгц* при индуктивности катушки 10 *мкгн* параллельно с конденсатором емкостью 100 *пф*			
СЦШ-1	ЛЭШО 7×0,07	22	110
СЦШ-2	ЛЭШО 7×0,07	19	155
СБ-1а	ПЭЛШО 0,31	22	140
СБ-2а	ПЭЛШО 0,31	13	155
СБ-3а	ЛЭШО 7×0,07	13	155

Индуктивность катушек указана при полностью введенном подстроечном сердечнике.

бонильными сердечниками для контуров промежуточной частоты.

На частотах выше 30 *Мгц* для подстройки контуров применяют сердечники из меди, латуни или алюминия. Введение в катушку такого сердечника уменьшает ее индуктивность (на 3—5%) и понижает добротность (на 5—10%).

Дроссели высокой частоты

Требования, предъявляемые к высокочастотному дросселю, сводятся в основном к получению достаточно большой индуктивности (большого индуктивного сопротивления) при минимально возможной собственной емкости. Поэтому при изготовлении дросселя стремятся главным образом уменьшить емкость его обмотки.

Конструктивно высокочастотные дроссели выполняются в виде небольших по размерам цилиндрических катушек с однослойной или многослойной обмоткой. Дроссели с однослойной обмоткой применяются в диапазонах коротких и ультракоротких волн. В качестве каркаса для них часто используют керамические стержни от высокоомных сопротивлений типа ВС (см. стр. 229). Ультракоротковолновые дроссели наматываются с шагом. Дроссели с многослойной обмоткой применяются в диапазонах средних и длинных волн. Обмотка их состоит из ряда последовательно соединенных секций.

Для дросселей, работающих в широком диапазоне частот, применяют так называемые прогрессивные виды намотки. Однослойную обмотку в этом случае наматывают сначала плотно виток к витку, переходя затем на намотку с постепенно увеличивающимся шагом. При многослойной намотке для той же цели часть секций делают с меньшим числом витков.

Продолжение

Марка	Характеристика провода	Номинальные сечения, *мм²*
МГВСЛ	провод Монтажный Гибкий с полихлорВиниловой изоляцией в оплетке из Стекловолокна Лакированный	0,35; 0,5; 0,75, 1; 1,25; 1,5; 2; 2,5
МГВСЛЭ	провод Монтажный Гибкий с полихлорВиниловой изоляцией в оплетке из Стекловолокна Лакированный Экранированный	0,35; 0,5; 0,75; 1; 1,25; 1,5; 2; 2,5
МГВЭ	провод Монтажный Гибкий с полихлорВиниловой изоляцией Экранированный	0,1; 0,2; 0,35; 0,5; 0,75; 1
МГСЛ	провод Монтажный Гибкий с обмоткой и оплеткой из Стекловолокна Лакированный	0,2; 0,35; 0,5; 0,75, 1; 1,25
МГШ	провод Монтажный Гибкий в Шелковой оплетке	0,05, 0,07; 0,1
МГШВ	провод Монтажный с многопроволочной жилой Гибкий с Шелковой обмоткой и в Винилитовой изоляции	0,14; 0,35; 0,05, 0,75, 1,5
МГШВЛ	провод Монтажный Гибкий с Шелковой обмоткой и хлорВиниловой изоляцией Лакированный	0,5
МГШД	провод Монтажный Гибкий, изолированный Шелковой обмоткой в Два слоя	0,05; 0,07; 0,1; 0,2; 0,35; 0,5
МГШД-К	провод Монтажный Гибкий с Шелковой изоляцией в Два слоя из шелка Капрон	0,05; 0,07; 0,1; 0,2; 0,35; 0,5
МГШДЛ	провод Монтажный Гибкий, изолированный Шелковой обмоткой в Два слоя, Лакированный	0,05; 0,1; 0,2
МГШДО	провод Монтажный Гибкий, изолированный Шелковой обмоткой в Два слоя и Оплеткой из натурального шелка	0,05; 0,07; 0,1; 0,2; 0,35: 0,5
МГШДО-К	провод Монтажный, Гибкий, изолированный Шелковой обмоткой в Два слоя, с Оплеткой из шелка Капрон	0,05; 0,07; 0,1; 0,2, 0,35, 0,5
МГШОЛ	провод Монтажный Гибкий, изолированный Шелковой обмоткой в Один слой, Лакированный	0,05; 0,1; 0,2
МР	провод Монтажный однопроволочный с Резиновой изоляцией	0,35; 0,5; 0,75; 1, 1,5
МРГ	провод Монтажный с Резиновой изоляцией Гибкий	0,35; 0,5; 0,75; 1; 1,5
МРГП	провод Монтажный с Резиновой изоляцией Гибкий в хлопчатобумажной оплетке, Пропитанной парафином	0,35; 0,5; 0,75; 1; 1,5; 2,5
МРГПЭ	провод Монтажный с Резиновой изоляцией Гибкий в хлопчатобумажной оплетке, Пропитанной парафином, Экранированный	0,35; 0,5; 0,75; 1; 1,5
МРГЛ	провод Монтажный с Резиновой изоляцией Гибкий в Лакированной хлопчатобумажной оплетке	0,35; 0,5; 0,75; 1; 1,5
МРЛ	провод Монтажный однопроволочный с Резиновой изоляцией в Лакированной оплетке	0,35; 0,5; 0,75; 1; 1,5; 2,5
МРП	провод Монтажный однопроволочный с Резиновой изоляцией в Пропитанной обмотке из хлопчатобумажной пряжи	0,35; 0,5; 0,75; 1; 1,5
МЦБЛ	провод Монтажный гибкий, изолированный пленкой из Целлофана, со слоем стекловолокна в хлопчатоБумажной оплетке Лакированный	0,35; 0,5; 0,75; 1; 1,25, 1,5; 2
МЦСЛ	провод Монтажный с гибкой жилой, изолированный пленкой из Целлофана, со слоем стекловолокна в оплетке из Стекловолокна Лакированный	0,35; 0,5; 0,75; 1; 1,25; 1,5; 2
МЦШЛ	провод Монтажный гибкий, изолированный пленкой из Целлофана, со слоем стекловолокна в Шелковой оплетке Лакированный	0,35; 0,5; 0,75; 1; 1,25; 1,5; 2
МШВ	провод Монтажный с Шелковой обмоткой однопроволочный в Винилитовой изоляции	0,07; 0,2; 0,5; 0,75; 1,5
МШДБ	провод Монтажный с обмоткой из Шелка капрон в Два слоя с обмоткой из хлопчатоБумажной пряжи	0,1; 0,2; 0,35; 0,5
МШДЛ	провод Монтажный с обмоткой из Шелка в Два слоя Лакированный	0,2; 0,35; 0,5
МШЛ	провод Монтажный в оплетке из Шелка Лакированный	0,2; 0,35; 0,5; 0,75; 1
ПАДЭ	Провод АДаптерный Экранированный	0,35
ПВ	Провод с полихлорВиниловой изоляцией однопроволочный	0,75; 1,25; 1,5; 2,5
ПВЛ-2	Провод Высоковольтный в резиновой изоляции и хлопчатобумажной оплетке с Лаковым покрытием повышенной теплостойкости	1,25
ПВЛЭ-2	Провод Высоковольтный с резиновой изоляцией в хлопчатобумажной оплетке с Лаковым покрытием повышенной теплостойкости Экранированный	1,25

ГЛАВА ДВЕНАДЦАТАЯ

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ МАТЕРИАЛЫ

12-1. ПРОВОДНИКИ

Основные свойства некоторых проводников

Материалы	Удельное сопротивление (при t = 20° С), *ом·мм²/м*	Сопротивление по сравнению с медью ρ/ρ меди	Температурный коэффициент сопротивления $\Delta r/r$ на 1° С	Удельный вес, *г/см³*	Температура плавления, °С
Алюминий	0,026	1,5	0,004	2,7	660
Бронза фосфористая	0,115	6,6	0,004	8,8	900
Вольфрам	0,055	3,1	0,005	19,3	3 370
Золото	0,024	3,3	0,0037	19,3	1 060
Константан	0,49	28	0,000004	8,9	1 600
Латунь	0,07	4	0,002	8,5	900
Манганин	0,42	24	0,000008	8,4	1 200
Медь электротехническая	0,0175	1	0,004	8,9	1 080
Никель	0,07	4	0,006	8,8	1 450
Нихром	1,1	63	0,00015	8,2	1 400
Олово	0,11	6,3	0,0044	7,3	230
Платина	0,1	5,7	0,003	21,4	1 770
Ртуть	0,958	5,5	0,0009	13,6	—39
Свинец	0,21	12	0,004	11,4	330
Серебро	0,016	0,92	0,0036	10,5	960
Сталь	0,1	5,7	0,006	7,8	1 520
Цинк	0,06	3,4	0,004	7,1	420

Сечение, вес и сопротивление проводов из разных материалов

Медный провод

Без изоляции				С изоляцией эмалью		Без изоляции				С изоляцией эмалью	
Диаметр, *мм*	Сечение, *мм²*	Сопротивление 1 *м* при 20° С, *ом*	Длина на 1 *ом*, *м*	Диаметр *мм*	Вес 100 *м*, *г*	Диаметр, *мм*	Сечение, *мм²*	Сопротивление 1 *м* при 20° С, *ом*	Длина на 1 *ом*, *м*	Диаметр, *мм*	Вес 100 *м*, *г*
0,05	0,002	9,29	0,108	0,06	1,8	0,47	0,1735	0,101	9,9	0,505	157
0,06	0,0028	6,44	0,156	0,07	2,6	0,49	0,1885	0,0931	10,75	0,525	171
0,07	0,0039	4,73	0,212	0,08	3,5	0,51	0,2043	0,0859	11,67	0,545	185
0,08	0,005	3,63	0,276	0,09	4,6						
0,09	0.0064	2,86	0,35	0,1	5,8	0,55	0,2376	0,0739	13,55	0,59	215
						0,59	0,2734	0,0643	15,55	0,63	247
0,1	0,0079	2,23	0,448	0,115	7,3	0,64	0,3217	0,0546	18,32	0,68	291
0,11	0,0095	1,85	0,541	0,125	8,8	0,69	0,3739	0,0469	21,33	0,73	342
0,12	0,0113	1,55	0,445	0,135	10,4	0,74	0,4301	0,0408	24.5	0,79	389
0,13	0,0133	1,32	0,757	0,145	12,1						
0,14	0,0154	1,14	0,877	0,155	14,0	0,8	0,5027	0,0349	28,7	0,85	445
						0,86	0,5809	0,0302	33,15	0,91	524
0,15	0,0177	0,99	1,01	0,165	15,2	0,93	0,6793	0,0258	38,77	0,98	612
0,16	0,0201	0,873	1,145	0,175	18,3	1	0,7854	0,0224	44,7	1,05	707
0,17	0,0227	0,773	1,295	0 185	20,6	1,08	0,9161	0,0192	52,2	1.14	826
0,18	0,0255	0,688	1,455	0,195	23,1						
0,19	0,0284	0,618	1,62	0,205	25,8	1,16	1,0568	0,0166	60,25	1,22	922
						1,2	1,131	0,0155	64,5	1,26	1 022
0,20	0,0314	0,558	1,795	0,215	28,5	1,25	1,2272	0,0143	70	1,31	1 105
0,21	0,0346	0,507	1,975	0,23	31,6	1,35	1,4314	0,0122	22	1,41	1 288
0,23	0.0416	0,423	2,36	0,25	37,8	1,45	1,6513	0,0106	94,5	1,51	1 486
0,25	0,0491	0,357	2,8	0,27	44,5						
0,27	0,0573	0,306	3,27	0,295	52,1	1,56	1,9113	0,0092	108,8	1,62	1 712
						1,68	2,2167	0,0079	126,6	1,74	1 992
0,29	0,0661	0,266	3,76	0,315	60,1	1,81	2,573	0,0068	147,7	1,87	2 310
0,31	0,0755	0,233	4,3	0,34	68,8	1,95	2,9865	0,0059	169,5	2,01	2 680
0,33	0,0855	0,205	4,88	0,36	77,8	2,02	3,2047	0,0055	182	2,08	2 875
0,35	0,0962	0,182	5,5	0,38	87,4						
0,38	0,1134	0,155	6,45	0,41	103	2,1	3,4637	0,0051	186	2,16	3 110
						2,26	4,0115	0,0044	227,5	2,32	3 603
0,41	0,132	0,133	7,53	0,44	120	2,44	4,6759	0,0038	263,2	2,5	4 210
0,44	0,1521	0,115	8,7	0,475	138						

Провода из сплавов высокого сопротивления

Диаметр, *мм*	Сечение, *мм²*	Манганин			Константан			Нихром		
		Сопротивление 1 *м*, *ом*	Вес 100 *м*, *г*	Длина на 1 *ом*, *м*	Сопротивление 1 *м*, *ом*	Вес 100 *м*, *г*	Длина на 1 *ом*, *м*	Сопротивление 1 *м*, *ом*	Вес 100 *м*, *г*	Длина на 1 *ом*, *м*
0,03	0,0007	606,6	0,58	0,0017	693	0,63	0,0014	1 520	0,58	0,0006
0,05	0,002	220	1,59	0,0045	250	1,75	0,004	550	1,61	0,0018
0,07	0,0039	112	3,1	0,0089	124	3,4	0,0088	280	3,16	0,0036
0,08	0,005	85,4	4,1	0,0117	97,4	4,5	0,0103	208	4,11	0,0048
0,1	0,0079	54,8	6,4	0,0183	62,4	7	0,16	138	6,44	0,0072
0,15	0,0177	24,3	14,4	0,0412	27,7	15,7	0,0362	61,2	14,5	0,0167
0,2	0,0314	13,7	25,6	0,073	15,6	28	0,0642	34,4	25,9	0,0292
0,25	0,0491	8,76	40	0,114	9,98	43,7	0,1002	22,1	40,3	0,0452
0,3	0,0707	6,06	57,7	0,165	6,93	62,9	0,1443	15,3	58	0,0654
0,35	0,0962	4,47	78,2	0,224	5,09	85,6	0,197	11,3	78,9	0,0886
0,4	0,1257	3,42	102,3	0,292	3,89	111,8	0,257	8,64	103	0,116
0,45	0,159	2,71	129,5	0,369	3,08	141,5	0,325	6,78	130,4	0,148
0,5	0,1964	2,2	159,8	0,455	2,5	174,8	0,4	5,51	161	0,183
0,6	0,2827	1,52	230,1	0,658	1,73	251,6	0,58	3,82	231,8	0,262
0,7	0,3848	1,12	313,3	0,895	1,24	342,5	0,807	2,81	315,6	0,356
0,8	0,5026	0,854	409,2	1,171	0,974	447,4	1,03	2,16	412,2	0,464
0,9	0,6362	0,674	517,8	1,483	0,77	566,2	1,3	1,7	521,7	0,589
1	0,7854	0,548	639,3	1,825	0,624	699	1,6	1,38	644	0,725
1,1	0,9503	0,453	773,5	2,21	0,516	845,5	1,94	1,14	779,2	0,879
1,2	1,131	0,379	920,6	2,64	0,434	1006,6	2,33	0,955	927,4	1,05
1,3	1,3273	0,324	1 080,4	3,08	0,369	1 181	2,76	0,815	1088,4	1,23
1,4	1,5394	0,276	1 253	3,63	0,318	1369,7	3,14	0,702	1262,3	1,42
1,5	1,7671	0,243	1 438	4,12	0,277	1572,6	3,63	0,612	1 449	1,63
1,6	2,0106	0,214	1 635	4,67	0,244	1789,8	4,11	0,539	1648,7	1,86
1,7	2,2698	0,189	1 848	5,29	0,216	2020,3	4,64	0,477	1861,2	2,1
1,8	2,5447	0,169	2 071	5,81	0,192	2265,1	5,22	0,425	2086,7	2,36
1,9	2,8353	0,152	2 308	6,58	0,173	2523,2	5,8	0,382	2324,9	2,62
2,0	3,1416	0,137	2 557	7,3	0,156	2796,4	6,41	0,344	2575,1	2,91

Ток плавления проводов

Для тонкой проволоки (0,02—0,2 *мм*) сжигающий ток (в амперах)

$$I = \frac{d - 0{,}05}{k},$$

где d — диаметр провода, *мм*;
k — коэффициент, зависящий от материала.

Материал

	К
Серебро	0,031
Медь	0,034
Никелин	0,06
Сталь	0,127

Наиболее употребительные провода

Обмоточные провода медные

ЛЭШО — Литцендрат (высокочастотный провод) с Эмалированными жилами, изолированными Шелковой обмоткой в Один слой.

ЛЭШД — Литцендрат с Эмалированными жилами, изолированный Шелковой обмоткой в Два слоя.

ПБО — Провод, изолированный хлопчатоБумажной обмоткой в Один слой.

ПБД — Провод, изолированный хлопчатоБумажной обмоткой в Два слоя.

ПБОО — Провод с хлопчатоБумажной обмоткой в Один слой и в Оплетке.

ПШД — Провод, изолированный обмоткой из Шелка в Два слоя.

ПШКД — Провод, изолированный обмоткой из Шелка Капрон в Два слоя.

ПЭВ — Проволока, Эмалированная Винифлексной эмалью.

ПЭВШО — Провод Эмалированный Винифлексом в обмотке из натурального Шелка в Один слой.

ПЭЛ — Проволока Эмалированная Лакостойкая.

ПЭЛУ — Проволока Эмалированная Лакостойкая с Утолщенной изоляцией.

ПЭТ — Проволока Эмалированная лакостойкая с повышенной Теплостойкостью.

ПЭЛБО — Провод Эмалированный Лакостойкий с хлопчатоБумажной обмоткой в Один слой.

ПЭЛБД — Провод Эмалированный Лакостойкий с хлопчатоБумажной обмоткой в Два слоя.

ПЭЛШО — Провод Эмалированный Лакостойкий с обмоткой из натурального Шелка в Один слой.

ПЭЛШД — Провод Эмалированный Лакостойкий с обмоткой из натурального Шелка в Два слоя.

ПЭЛКО — Провод Эмалированный Лакостойкий с обмоткой из утолщенного шелка Капрон с Один слой.

ПЭЛШКО — Провод Эмалированный Лакостойкий с обмоткой из Шелка Капрон в Один слой.

ПЭЛШКД — Провод Эмалированный Лакостойкий с обмоткой из Шелка Капрон в Два слоя.

Провода обмоточные константановые, манганиновые и нихромовые

ПЭК — Провод Эмалированный Константановый.

ПЭВКМ — Провод Эмалированный Высокопрочной эмалью Константановый Мягкий.

ПЭВКТ — Провод Эмалированный Высокопрочной эмалью Константановый Твердый.

ПЭШОК — Провод Эмалированный с Шелковой обмоткой в Один слой Константановый.

ПЭБОК — Провод Эмалированный с хлопчатоБумажной обмоткой в Один слой Константановый.

ПШДК — Провод, изолированный Шелковой обмоткой в Два слоя Константановый.

ПЭВММ — Провод Эмалированный Высокопрочной эмалью Манганиновый Мягкий.

ПЭВМТ — Провод Эмалированный Высокопрочной эмалью Манганиновый Твердый.

ПЭМТ — Провод Эмалированный Манганиновый Твердый.

ПЭММ — Провод Эмалированный Манганиновый Мягкий.

ПЭШОМТ — Провод Эмалированный с Шелковой обмоткой в Один слой Манганиновый Твердый.

ПЭШОММ — Провод Эмалированный с Шелковой обмоткой в Один слой Манганиновый Мягкий.

ПШДМТ — Провод, изолированный Шелковой обмоткой в Два слоя Манганиновый Твердый.

ПШДММ — Провод, изолированный Шелковой обмоткой в Два слоя Манганиновый Мягкий.

ПЭВНХ — Провод Эмалированный Высокопрочной эмалью НиХромовый.

Номинальные значения диаметров проводов высокого сопротивления от 0,03 до 1 *мм.*

Номинальные значения диаметра обмоточных проводов, мм

0,05	0,17	0,38	0,67	1,04	1,62	3,05
0,06	0,18	0,41	0,69	1,08	1,68	3,28
0,07	0,19	0,44	0,72	1,12	1,74	3,53
0,08	0,20	0,47	0,74	1,16	1,81	3,80
0,09	0,21	0,49	0,77	1,20	1,88	4,1
0,10	0,23	0,51	0,80	1,25	1,95	4,5
0,11	0,25	0,53	0,83	1,30	2,02	4,8
0,12	0,27	0,55	0,86	1,35	2,10	5,2
0,13	0,29	0,57	0,90	1,40	2,26	
0,14	0,31	0,59	0,93	1,45	2,44	
0,15	0,33	0,62	0,96	1,50	2,63	
0,16	0,35	0,64	1,00	1,56	2,83	

Монтажные и специальные провода

Марка	Характеристика провода	Номинальные сечения, *мм*²
ММ	проволока Медная Мягкая	Диаметр от 0,09 до 1 *мм*
ПМЛ	Проволока Медная Луженая	
МБДЛ	провод Монтажный однопроволочный с обмоткой из хлопчатоБумажной пряжи в Два слоя Лакированный	0,2; 0,5; 0,75
МГББЛ	провод Монтажный Гибкий с хлопчатоБумажной обмоткой и хлопчатоБумажной оплеткой Лакированный	0,35; 0,5
МГББЛЭ	провод Монтажный Гибкий с обмоткой шелком и хлопчатоБумажной пряжей и в хлопчатоБумажной оплетке Лакированный Экранированный	0,2; 0,25; 0,35; 0,5; 0,71; 1
МГБД	провод Монтажный Гибкий изолированный хлопчатоБумажной обмоткой в Два слоя	0,05; 0,07; 0,1; 0,2; 0,35; 0,5
МГБДЛ	провод Монтажный Гибкий изолированный хлопчатоБумажной обмоткой в Два слоя Лакированный	0,05; 0,1; 0,2
МГБЛ	провод Монтажный Гибкий в хлопчатоБумажной оплетке Лакированный	0,2; 0,25; 0,35; 0,5; 0,75; 1
МГБОЛ	провод Монтажный Гибкий в хлопчатоБумажной обмотке в Один слой Лакированный	0,05; 0,1; 0,2
МГБОО	провод Монтажный Гибкий изолированный хлопчатоБумажной обмоткой в Один слой и в хлопчатобумажной Оплетке	0,05; 0,07; 0,1; 0,2; 0,35; 0,5
МГБООЛ	провод Монтажный Гибкий изолированный с хлопчатоБумажной обмоткой в Один слой и в хлопчатобумажной Оплетке Лакированный	0,05; 0,07; 0,1; 0,2; 0,35; 0,5
МГВ	провод Монтажный с многопроводной жилой Гибкий с полихлорВиниловой изоляцией	0,1; 0,2; 0,35; 0,5; 0,75; 1
МГВЛ	провод Монтажный Гибкий с полихлорВиниловой изоляцией в оплетке из хлопчатобумажной пряжи Лакированный	0,35; 0,5; 0,75; 1; 1,25; 1,5; 2
МГВЭЛ	провод Монтажный Гибкий с полихлорВиниловой изоляцией в оплетке из хлопчатобумажной пряжи Экранированный Лакированный	0,35; 0,5; 0,75; 1; 1,25; 1,5; 2

Продолжение

Марка	Характеристика провода	Номинальные сечения, *мм²*
ПВР	Провод в ПолихлорВиниловой изоляции для Радиофикации	0,25; 0,35; 0,5
ПЛШД	Провод медный Луженый изолированный Шелком с обмоткой в Два слоя	Диаметр 0,51 *мм*
ПМВ	Провод Монтажный однопроволочный с Винилитовой изоляцией	0,2; 0,5; 0,75
ПМОВ	Провод Монтажный с хлопчатобумажной Обмоткой в Винилитовой изоляции	0,2; 0,35; 0,5; 0,75
ПМВГ	Провод Монтажный с хлопчатобумажной обмоткой в Винилитовой изоляции Гибкий с многопроволочной жилой	0,2; 0,35; 0,5; 0,75
ПР	Провод одножильный в Резиновой изоляции с оплеткой, пропитанной противогнилостным составом	0,75; 1,0; 1,5; 2,5
РПО	Провод многожильный в Резиновой изоляции с пропитанной Противогнилостным составом хлопчатобумажной Оплеткой	0,35; 0,5; 0,75; 1; 1,5; 2,5
РПОЭ	провод многожильный в Резиновой изоляции с пропитанной противогнилостным составом хлопчатобумажной Оплеткой Экранированный	0,35; 0,5; 0,75; 1; 1,5; 2,5
РПШ	многожильный в Резиновой изоляции Провод в резиновом Шланге	0,35; 0,5; 0,75; 1; 1,5; 2,5
РПШЭ	многожильный в Резиновой изоляции Провод в резиновом Шланге Экранированный	0,35; 0,5; 0,75; 1; 1,5; 2,5
ШР	Шнур двухжильный с Резиновой изоляцией	0,5; 0,75; 1; 1,5; 2,5
ШПРО	Шнур Плоский с Резиновой изоляцией в хлопчатобумажной Оплетке	0,35; 0,5; 0,75
ШПВ	Шнур Плоский с хлорВиниловой изоляцией	0,35 0,5; 0,75
АОЛ	провод Автомобильный в хлопчатобумажной Оплетке Лакированный	1,5
ЛПРГС	Лакированный Провод с Резиновой изоляцией Гибкий для электрооборудования Самолетов	0,5 0,75; 1; 1,5; 2,5
ЛПРГСЭ	Лакированный Провод с Резиновой изоляцией Гибкий для электрооборудования Самолетов Экранированный	0,5; 0,75; 1; 1,5; 2,5

Кабели радиочастотные

РК — Радиочастотный Концентрический кабель (коаксиальный). Выпускается нескольких типов, различающихся цифрой, например РК-1, РК-2, РК-3 и т. д.

РД — Радиочастотный Двойной кабель. Выпускается нескольких типов, различающихся цифровыми обозначениями, например РД-13, РД-14 и т. д.

КАТВ — Кабель Антенный Телевизионный двойной плоский в полихлорВиниловой изоляции

Тип	Погонная емкость, *пф/м*	Волновое сопротивление, *ом*	Рабочее напряжение, *кв*	Изоляция	Оболочка	Внешний диаметр (или размеры), *мм*	Вес, *кг/км*
РК-1	66	77	3	Пластмасса	Пластмасса	7,3	89
РК-2	55	92	4,5	»	»	9,6	136
РК-3	68	75	5,5	»	»	13	227
РК-4	68	75	5,6	»	Свинец	11	455
РК-6	96	52	4,5	»	Пластмасса	12,4	231
РК-12	96	62	2	Резина	Резина	14,5	292
РК-19	96	52	1	Пластмасса	Пластмасса	4,2	39
РК-20	68	75	1	»	»	10,4	160
РК-28	96	52	1,5	»	»	11,4	239
РК-29	100	60	1,5	»	»	9,8	180
РК-31	85	70	5	Резина	Резина	10,2	122
РК-44	82	70	5	»	Хлопчатобумажная пряжа	8	132
РК-45	112	52	8	»		9,9	204
РК-46	78	75	1	»	Нет	6,8	90
РК-47	96	52	1	Пластмасса	Пластмасса	10,3	172

Продолжение

Тип	Погонная емкость, *пф/м*	Волновое сопротивление, *ом*	Рабочее напряжение, *кв*	Изоляция	Оболочка	Внешний диаметр (или размеры), *мм*	Вес, *кг/км*
РК-48	100	50	2	Пластмасса	Пластмасса	13,5	291
РК-49	70	72	1	»	»	6,3	82
РК-50	25	157	—	»	»	8,8	80
РД-13	58	85	1	»	»	7,3	126
РД-14	40	130	4,5	»	»	10,5	285
РД-15	34	150	4,5	»	»	10×18,8	380
РД-16	26	200	4,5	»	»	10,8×18,4	359
РД-17	50	100	4,5	»	»	16,5	396
РД-18	45	100	1,5	»	»	6,6	52
РД-26	25	200	3	»	Свинец	9,9×17,4	840
КАТВ	13	300	—	»	Нет	—	—

12-2. МАГНИТНЫЕ МАТЕРИАЛЫ

Магнитно-мягкие материалы

Магнитно-мягкие материалы обладают высокой магнитной проницаемостью, небольшой коэрцитивной силой и малыми потерями на гистерезис. Для изготовления сердечников катушек и трансформаторов эти материалы используются в виде тонких листов или мелкого порошка с промежуточной изоляцией между листами или отдельными зернами порошка.

Листовая электротехническая сталь выпускается различных марок, обозначения которых связаны с содержанием в ней кремния (ГОСТ 802-54); цифра, стоящая за буквой Э, указывает округленно процентное содержание кремния; вторая цифра характеризует сталь с точки зрения потерь при перемагничивании; при этом цифры 1, 2 и 3 относятся к сталям, для которых потери нормируются при частоте 50 *гц* и в сильных полях (1 — нормальные потери; 2 — пониженные потери, 3 — низкие потери); цифра 4 — при частоте 400 *гц* и в полях средней напряженности, цифры 5 и 6 — к сталям, предназначенным для работы в слабых полях (5 — нормальная проницаемость, 6 — повышенная проницаемость); цифры 7 и 8 указывают, что определяющим свойством стали является магнитная проницаемость в полях средней напряженности (7 — нормальная проницаемость, 8 — повышенная проницаемость).

Кремнистая холоднокатаная сталь высокой проницаемости выпускается в виде более тонких листов, чем электротехническая (до 0,03 *мм*), и обладает значительно лучшими магнитными свойствами в направлении проката (по длине листа). Условное обозначение холоднокатаных сталей строится так же, как указано выше, и отличается добавлением третьей цифры —0.

Железоникелевые сплавы (пермаллой, гиперм) обладают весьма большим значением магнитной проницаемости в области слабых полей, но сердечники из них не допускают большого тока подмагничивания, так как при наличии сильного постоянного магнитного поля проницаемость их резко уменьшается. Проницаемость пермаллоя и гипермов значительно падает также с повышением частоты.

Магнитодиэлектрики или высокочастотные ферромагнетики используются для изготовления сердечников высокочастотных катушек.

Детали из магнитодиэлектриков получаются путем прессования порошкообразного ферромагнетика (карбонильного железа, альсифера или магнетита) со связующими веществами (бакелитом, полистиролом и др.).

Магнитная проницаемость магнитодиэлектрика как материала измеряется на замкнутом сердечнике — тороиде. Действующая величина проницаемости сердечника зависит от его формы и оказывается всегда более низкой, чем проницаемость материала.

Ферриты (оксиферы) представляют собой магнитные материалы, состоящие из окислов железа и окислов некоторых других металлов (никеля, цинка и др.). Сердечники из ферритов изготовляются методами керамической технологии, т. е. прессованием из порошков с последующим обжигом при высокой температуре, причем в процессе обжига происходит спекание частичек порошка.

Ферриты имеют значительно более высокую магнитную проницаемость, чем магнитодиэлектрики типа карбонильного железа, альсифера или магнетита.

Ферриты с разными значениями магнитных и других физических характеристик можно получать путем изменения состава, крупности зерен и режима обжига.

Сердечники из ферритов применяются для высокочастотных катушек, импульсных трансформаторов, а также для различных элементов импульсной аппаратуры и электронно-вычислительных машин.

Марки листовых электротехнических сталей

До 1954 г. на листовые электротехнические стали действовал ГОСТ 802-41. Сопоставление некоторых марок сталей приведено в следующей таблице.

Обозначение марок сталей		Обозначение марок сталей	
Прежнее	По ГОСТ 802-54	Прежнее	По ГОСТ 802-54
Э1; Э1А	Э11	ВП-1; ВП-2	Э45; Э47
Э1АА; Э1АБ; Э1ААБ	Э12	ВП-3	Э46; Э48
Э2; Э2Б	Э21	ВЧ-1; ВЧ-2	Э45; Э47
Э3; Э3А	Э31	ХВП	Э310
Э4; Э4А	Э41	ХТ-18	Э320
Э4АА	Э42	ХТ-18,5	Э330

Свойства магнитно-мягких материалов (для низких частот)

Наименование материала	Магнитная проницаемость μ, *гс/э*		Коэрцитивная сила $H_к$, *э*
	начальная (μ_0)	максимальная ($\mu_{макс}$)	
Технически чистое железо (Армко)	250	7 000	0,8
Электротехническая сталь:			
Э31	250	5 500	0,55
Э41	300	6 000	0,45
Э42	400	7 500	0,4
Э45	600	10 000	0,25
Холоднокатаная сталь Э310	1 000	30 000	0,12
Железоникелевые сплавы:			
Гиперм-50	3 400	28 000	0,03—0,1
Гиперм-766	14 000	45 000	0,01—0,06
Мо-пермаллой	20 000	75 000	0,05
Супермаллой	100 000	800 000	0,004

Свойства некоторых высокочастотных ферромагнетиков

Наименование ферромагнетика	Магнитная проницаемость материала μ	Температурный коэффициент магнитной проницаемости ТК μ на 1° С
Прессованное карбонильное железо	8	$+2\cdot10^{-5}$
Прессованный альсифер радиочастотный	6	$-4\cdot10^{-5}$
Прессованный магнетит	7	$+15\cdot10^{-5}$
Оксифер РЧ-12	12	$\leqslant50\cdot10^{-5}$
Ф-20	20	$110\cdot10^{-5}$
Оксифер РЧ-50	50	$\leqslant200\cdot10^{-5}$
$Ф_1$-100 (Ф-100, НЦ-100)	100	$400\cdot10^{-5}$
НЦ-250	250	$150\cdot10^{-5}$
Оксифер 400	400	$\leqslant20\cdot10^{-5}$
$Ф_1$-600 (Ф-600, НЦ-600)	600	$600\cdot10^{-5}$
Оксифер 1 000	1 000	$\leqslant400\cdot10^{-5}$
Оксифер 2 000	2 000	$\leqslant600\cdot10^{-5}$
Оксифер М-1000	1 000	$\leqslant100\cdot10^{-5}$
Оксифер М-2000	2 000	$\pm300\cdot10^{-5}$

Магнитно-твердые материалы

Магнитно-твердые (магнитно-жесткие) материалы отличаются высокой коэрцитивной силой и применяются для изготовления постоянных магнитов. Качество магнита характеризуется энергией, которую развивает единица объема (1 *см*³) магнитного материала во внешнем пространстве, и выражается как максимальная величина $\frac{HB}{8\pi}$, получаемая из кривой размагничивания.

Свойства некоторых магнитно-твердых материалов

Материал магнита	Коэрцитивная сила $H_к$, *э*	Остаточная индукция B, *гс*	Максимальное значение $HB/8\pi$
Хромистая сталь ЭЕХ3А	60	9 000	11 000
Вольфрамовая сталь ЭЕВА	60	10 000	12 000
Молибденовая сталь	65	10 000	—
Кобальтовая сталь ЭЕК30	220	9 000	37 000
Сплав альни [1]	550	5 500	52 000
Сплав альниси [1]	800	4 000	56 000
Сплав альнико [1]	500	7 000	61 000
Сплав магнико [1]	550	12 500	190 000

[1] Обработка магнитов из этих сплавов возможна только шлифованием.

12-3. ДИЭЛЕКТРИКИ

Диэлектрическая проницаемость ε (или диэлектрическая постоянная) — величина, показывающая, во сколько раз увеличится емкость воздушного конденсатора, если пространство между его обкладками заполнить вместо воздуха данным диэлектриком.

Диэлектрическая проницаемость всех диэлектриков больше единицы.

Для использования в конденсаторах выгодно применять диэлектрики с большой ε, так как это позволяет получать большую емкость при тех же размерах конденсатора. Для пропитки катушек, особенно высокочастотных, следует, наоборот, применять материалы с малой ε, чтобы не увеличивать вредной собственной емкости катушки.

Температурный коэффициент диэлектрической проницаемости ТК ε — величина, показывающая относительное изменение ε при изменении температуры на 1° С. Положительный ТК ε указывает на то, что с повышением температуры величина ε возрастает, а отрицательный ТК ε — на то, что с повышением температуры ε уменьшается. Вместе с изменением ε происходит и соответствующее изменение емкости конденсатора, в котором использован диэлектрик.

Диэлектрические потери — потери энергии, происходящие в диэлектрике, помещенном в переменное электрическое поле. Теряемая энергия расходуется на нагревание диэлектрика. Потери увеличиваются с повышением частоты.

Тангенс угла потерь $\operatorname{tg}\delta$ — показатель, характеризующий величину потерь в диэлектрике. Чем меньше $\operatorname{tg}\delta$, тем лучше диэлектрик. У хороших диэлектриков $\operatorname{tg}\delta$ измеряется тысячными, а у наиболее высококачественных — десятитысячными долями единицы.

Электрическая прочность характеризует способность диэлектрика выдерживать без пробоя высокое электрическое напряжение. Для большинства диэлектриков напряжение, при котором происходит пробой, выражается величиной в несколько киловольт (а для многих — даже в несколько десятков киловольт) на 1 *мм* толщины диэлектрика.

Электропроводность диэлектриков. Электроизолирующие материалы, применяемые в технике, не являются абсолютно совершенными диэлектриками и обладают некоторым, хотя и очень большим, сопротивлением. Различают:

удельное объемное сопротивление, выражаемое в *ом/см* и характеризующее способность диэлектрика проводить

постоянный ток сквозь всю свою толщу, сквозь весь объем, занимаемый диэлектриком;

удельное поверхностное сопротивление, выражаемое в омах и характеризующее способность диэлектрика проводить ток по своей поверхности.

Потери, вызываемые наличием электропроводности, входят в общую величину потерь, учитываемых tg δ данного диэлектрика.

Основные свойства некоторых диэлектриков (средние значения)

Материал	Диэлектрическая проницаемость ε	Тангенс угла диэлектрических потерь tg δ	Теплостойкость, °С	Удельный вес, *г/см³*	Электрическая прочность, *кв/мм*
Аминопласт	8	0,1	100	1,3	—
Асбест	—	—	400	2,5	3
Бакелит (в стадии С)	4,5	0,01	—	1,25	15
Береза сухая	3,5	0,02	—	0,7	4
Битум	3	0,01	30—175	1,1	15
Винипласт-10	3,5	0,06	200	1,6	45
Воск пчелиный	2,8	0,0025	65	0,97	25
Гетинакс в. ч. (марки Ав, Вв, Гв, Дв)	7	0,05	125	1,4	25
Галовакс	5	0,008	110	1,6	10
Дельта-древесина	8	0,1	90	1,3	5
Канифоль	3	0,005	85	1,08	12
Капрон	3,8	0,03	90	1,2	15
Карболит	4,5	0,09	110	1,4	12
Каучук натуральный	2,4	0,002	—	0,92	—
Каучук кремнийорганический СКТ	—	0,03	200	—	20
Лакоткань черная	3,5	0,1	105	1,1	20
Лакоткань светлая	4	0,1	105	1,1	20
Микалекс	9	0,002	400	3	13
Мрамор	9	0,01	100	2,7	2
Озокерит	2,9	0,0004	75	0,94	25
Парафин	2,3	0,0005	50	0,92	25
Пирофиллит	6	0,007	1 000	2,5	18

Продолжение

Материал	Диэлектрическая проницаемость ε	Тангенс угла диэлектрических потерь tg δ	Теплостойкость, °С	Удельный вес, *г/см³*	Электрическая прочность, *кв/мм*
Плексиглас	3,5	0,06	60	1,2	18
Полистирол	2,5	0,0002	65	1,05	30
Полихлорвинил	4	0,04	65	1,6	50
Полиэтилен (политен)	2,2	0,0003	70	0,94	40
Радиостеатит	6,5	0,0007	1 000	3	20
Радиофарфор	6,5	0,005	1 000	2,6	18
Резина	4	0,03	50	1,5	20
Слюда	7	0,0004	500	2,8	100
Стекло	8	0,004 *	1 000 *	3 *	25
Стеклотекстолит СВФЭ-2	—	0,06	200	1,6	12
Стеклотекстолит СТК-41	3,5	0,05	220	1,7	10
Текстолит в. ч.	8	0,07	125	1,4	6
Тиконд	100 *	0,0006	1 000	4	10
Ультрафарфор	8	0,0005	1 000	3,4	20
Фарфор электротехнический	6	0,01	1 000	2,4	20
Фибра	5 *	0,07	100	1,2	5
Фторопласт-3	3	0,008	150	2,14	13
Фторопласт-4	2	0,0002	250	2,3	25
Целлулоид	3,5	0,1	50	1,7	30
Церезин	2,2	—	75	0,95	15
Шелк натуральный	4,5	0,02	100	—	—
Шеллак	3,5	0,01	85	1,03	25
Эбонит	3,5	0,01	70	1,25	25
Электрокартон	3,5	0,03	100	2	10
Эскапон	2,7	0,0005	110	1	35

* Колеблется в широких пределах для разных сортов.

12-4. ЭЛЕКТРОИЗОЛЯЦИОННЫЕ ЛАКИ И ЭМАЛИ

Наименование	Назначение и области применения	Состав пленкообразующей основы	Состав растворителя	Способ и температура сушки, °С	Время сушки, ч
Асфальтовый лак (№ 4460)	Влаго- и теплостойкий лак для пропитки деталей аппаратуры, работающей на воздухе	Масло — 27%, битум — 31%, смола — 0,9%; сиккатив — 0,1%	Скипидар — 5%, ксилол — 36%	Печная, 100—110	3
Бакелитовый лак	Пропитка обмоток силовых и низкочастотных трансформаторов и дросселей, неответственных катушек индуктивности. Теплостойкий лак	Бакелитовая смола А 50—80%	Спирт-сырец или денатурат 50—20%	Печная, 110—115	5—6
Масляно-битумный лак 447	Пропитка катушек, обмоток трансформаторов и дросселей. Влагостойкий и теплостойкий лак	Битум и льняное масло — 40%	Уайт-спирит с ксилолом — 60%	Печная, 105	6
Глифталевый лак ГФ-95 (1154)	Пропитка обмоток трансформаторов, изделий из карболита и дерева Теплостойкий клеящий лак	Глифталевая смола, льняное масло и канифоль 45—50%	Толуол, уайт-спирит — 55÷50%	Печная, 100	2—4
Масляный лак (№ 320)	Пропитка катушек, трансформаторов и дросселей, а также бумаги. Влаго- и теплостойкий лак	Льняное масло — 59%, смола — 9%	Скипидар — 32%	Печная, 80—90	5—6
Кремнийорганический (полиорганосилоксановый) лак ЭФ-3	Пропитка обмоток трансформаторов и дросселей. Отличается высокой влагостойкостью и нагревостойкостью	Кремнийорганическая смола — 40%	Смесь бензина со скипидаром — 60%	Печная, 200	2
То же, К-57	Пропитка трансформаторов и дросселей. Высокая влагостойкость и нагревостойкость Хорошая клеящая способность	Кремнийорганическая смола — 50—55%	Толуол—50÷45%	Печная 200	0,5
Нитроцеллюлозный лак	Покрытие металлических и деревянных частей аппаратуры Нетеплостойкий лак	Нитроцеллюлоза — 15—40%	Ацетон, амилацетат, этилацетат — 85÷60%	Воздушная, 15—25	0,2
Полистирольный лак	Влагостойкий нетеплостойкий лак для покрытия и пропитки высокочастотных катушек, а также склеивания изделий из полистирола	Полистирол — 15—50%	Смесь бензола и ксилола —85÷50%	Воздушная, 15—25	6
Шеллачный лак	Склеивание и пропитка каркасов катушек, отделка деревянных изделий	Шеллак — 58 и 15%	Спирт этиловый (винный) 42 и 85%	Воздушная, 15—25	1
Эмаль красная 1201—1202 (ХЭМЗ Л2464)	Окраска токоведущих частей аппаратуры. Теплостойкая	Смесь глифталемасляных и нитроцеллюлозных лаков, железный сурик	Смесь толуола и бутилацетата	Воздушная, 15—25	3
Эмаль серая (СВД)	Покрытие различных изделий из металла и дерева. Нетеплостойкая	Глифтале-масляный лак № 1230— 3%, и литопон — 13—35%	Смесь толуола и уайт-спирита 40%	Воздушная, 15—25	18

12-5. КЛЕИ

Наименование	Назначение и область применения	Состав и приготовление	Способ пользования
Клей БФ (БФ-2, БФ-4, БФ-6)	Склеивание металлов, пластмасс, керамики, волокнистых материалов, бумаги, картона (БФ-2 и БФ-4) и тканей (БФ-6)	Готовый состав	БФ-2 — для теплостойких швов; БФ-4 — для эластичных швов. Склеиваемые поверхности тщательно очищаются и обезжириваются. Склеенные места прогреваются для затвердевания шва: для БФ-2 — при температуре 140—150° С в течение 25—30 *мин*, а для БФ-4 — при температуре 60° С в течение 2—3 *ч*. Склеиваемые ткани проглаживаются утюгом
Целлулоидный клей	Склеивание пленок и изделий из целлулоида	Мелко нарезанная целлулоидная пленка, растворенная в ацетоне; густота клея — по необходимости	Шов сильно сжать. После склеивания сушить на воздухе при комнатной температуре в сжатом состоянии
Клей для плексигласа	Склеивание изделий из плексигласа (оргстекла)	Мелкая крошка или стружка из плексигласа — 0,5—1%, растворенная в дихлорэтане	Очищенные и смазанные клеем поверхности сильно сжимаются и выдерживаются в сжатом состоянии 24 *ч* при комнатной температуре
Клей казеиновый	Склеивание дерева и картона	Одну часть клея всыпать, постепенно перемешивая, в одну-две части воды. После начала загустевания раствора добавить еще 0,8 части воды	Склеиваемые поверхности соединить через несколько минут после нанесения клея и выдержать 3—10 *ч* под прессом
Клей 88	Приклеивание холодным способом резины (а также ткани) к металлу и стеклу	Готовый состав	Склеиваемые поверхности металла и резины зачищаются шкуркой и протираются бензином. На металл наносится тонкий слой клея и подсушивается 5—10 *мин*. Затем наносится второй слой клея на металл и одновременно один слой на резину. Подсушивается до слегка липкого состояния 3—5 *мин*. Резина накладывается на металл и плотно прижимается к нему. Выдерживается после склеивания 24 *ч*.

ГЛАВА ТРИНАДЦАТАЯ
ЭЛЕКТРОАКУСТИКА

13-1. ОСНОВНЫЕ ОПРЕДЕЛЕНИЯ

Звук — колебания воздуха, возникающие при механических колебаниях (вибрациях) разных тел и воздействующие на человеческое ухо. Диапазон слышимых колебаний — в среднем 20—16 000 *гц*. Скорость распространения звука в воздухе — около 340 *м/сек*. Звуковые колебания могут распространяться не только в воздухе, но и в другой среде.

Тон — синусоидальное звуковое колебание. Высота тона определяется числом колебаний в секунду. С увеличением числа колебаний растет высота тона.

Звуковое давление — давление на 1 $см^2$, создаваемое звуковыми колебаниями. Измеряется в барах.

Бар — единица звукового давления. 1 *бар* — давление, испытываемое поверхностью в 1 $см^2$ под действием силы в 1 дину (1 *бар* = 1,02 $мг/см^2$). Громкость, достаточная для обычной жилой комнаты, получается при давлении 2—3 *бар* на расстоянии 1 *м* от громкоговорителя.

Звуковая мощность — звуковая энергия, проходящая через данную поверхность за 1 *сек*. Звуковая мощность может быть определена по величине звукового давления.

Сила звука — звуковая мощность, проходящая в 1 *сек* через поверхность в 1 $см^2$. Сила звука пропорциональна квадрату звукового давления. Измеряется в $мквт/см^2$.

Громкость — сила звукового ощущения, вызываемого у человека с нормальным слухом. Громкость изменяется пропорционально не силе звука, а логарифму ее изменения. Обычно громкостью называют число децибелов, на которое данный звук превышает звук, принятый за порог слышимости.

Порог слышимости — граница чувствительности человеческого уха, наиболее тихий слышимый звук. Для тона 1 000 *гц* это соответствует давлению примерно 0,0002 *бар* или силе звука 10^{-10} $мквт/см^2$.

Болевой предел — верхний предел чувствительности человеческого уха — такое давление, при котором звук воспринимается в виде болевого ощущения. Для тона 1 000 *гц* это соответствует давлению примерно 1 000 *бар*.

Кривые равной громкости (рис. 13-1) — линии, соединяющие на графике точки, соответствующие таким звуковым давлениям, которые обеспечивают впечатление одинаковой громкости при разной высоте тона. Благодаря особенностям человеческого уха низшие и высшие частоты воспринимаются хуже, чем средние, поэтому для получения одинаковой громкости на них требуется большее звуковое давление.

Обычно громкость всех тонов сравнивают с громкостью тона частоты 1 000 *гц* и все кривые равной громкости проводят через точки, где уровни звукового давления тона 1 000 *гц* имеют «круглые» значения —0, 10, 20, . . . 120 *дб*.

Основной тон — наиболее низкий тон, создаваемый колеблющимся телом (источником звука).

Обертоны — все тоны, кроме основного, создаваемые колеблющимся телом. Если их частоты в целое число раз (2, 3, 4 и т. д.) больше, чем число колебаний основного тона, то их называют гармоническими обертонами.

Шум — совокупность очень большого числа отдельных тонов разной высоты и громкости.

Тембр — «окраска» звука. Определяется числом и частотой обертонов. Состав последних характерен для разных источников звука.

Интервал — отношение числа колебаний двух тонов. Основной музыкальный интервал — октава — соответствует отношению частот 2 : 1.

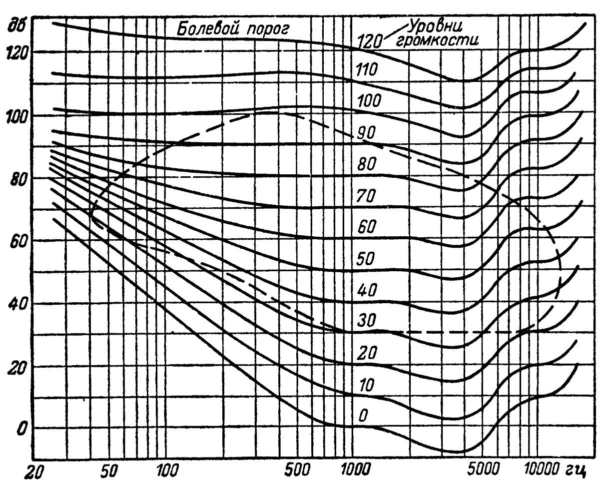


Рис. 13-1. Кривые равной громкости.

Интерференция — взаимно ослабляющее или усиливающее действие двух звуковых колебаний одинаковой частоты, прибывающих одновременно в одно место с разницей в фазах. При совершенно одинаковых фазах происходит увеличение, а при противоположных — уменьшение громкости.

Биения — интерференция двух тонов, мало отличающихся по частоте. При биениях происходят периодические изменения амплитуды результирующих колебаний, получающихся от сложения основных тонов.

Динамический диапазон — разница между наибольшей и наименьшей громкостью в звуковой передаче. Измеряется в децибелах.

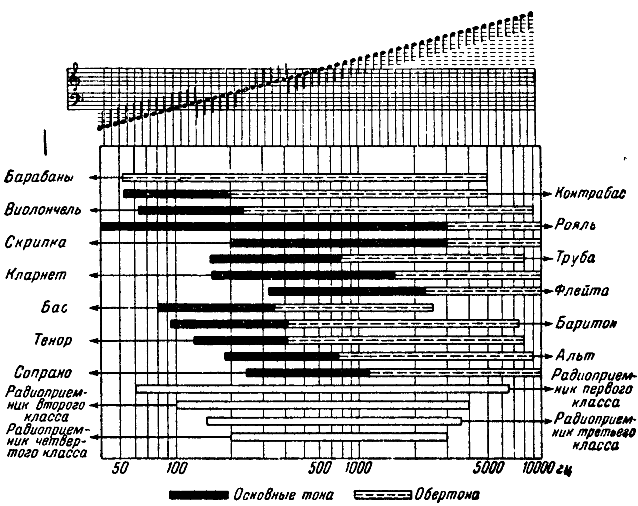
Разборчивость (артикуляция) — отношение числа правильно принятых слогов к общему числу произнесенных слогов. Для определения разборчивости пользуются специальными сочетаниями слогов, исключающими возможность угадывания слога по смыслу.

Реверберация — остаточное «послезвучание» в закрытых помещениях, после того как источник звука перестал действовать. Существует благодаря многократным отражениям звука от разных поверхностей (стен, пола, потолка). Реверберация измеряется разницей во времени между прекращением звучания источника и спаданием звукового давления до 0,001 его начального значения.

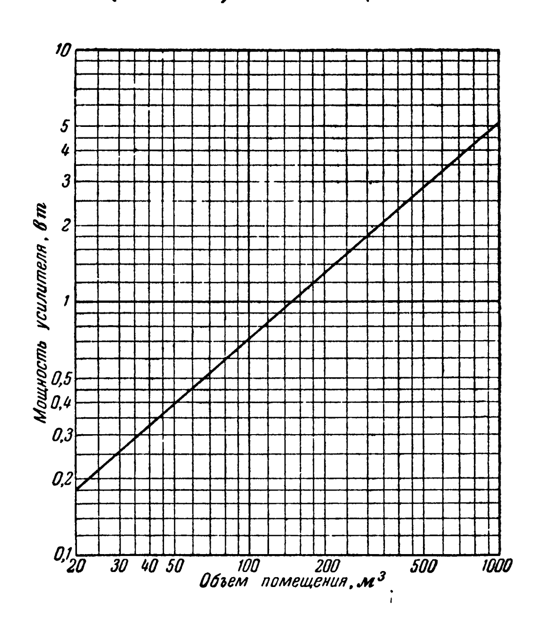
13-2. СКОРОСТЬ РАСПРОСТРАНЕНИЯ ЗВУКА В РАЗЛИЧНЫХ СРЕДАХ

Среда	Скорость звука, м/сек	Среда	Скорость звука, м/сек
Резина	50	Дерево	3 350
Воздух	343	Медь	3 950
Пробка	500	Сталь	5 100
Вода	1 480	Стекло	5 400

13-3. ЗВУКОВЫЕ ДИАПАЗОНЫ



13-4. НЕОБХОДИМАЯ МОЩНОСТЬ УСИЛИТЕЛЯ ДЛЯ ПОЛУЧЕНИЯ НОРМАЛЬНОЙ ГРОМКОСТИ (65—70 *дб*) В ПОМЕЩЕНИИ



13-5. ГРОМКОГОВОРИТЕЛИ

В громкоговорителе электрическая мощность звуковой частоты, создаваемая на выходе приемника или усилителя, преобразуется в звук. Это преобразование осуществляется при помощи разных систем, в частности электромагнитных, электродинамических, пьезоэлектрических и электростатических.

Данные электродинамических громкоговорителей приведены в табл. 13-1.

Электродинамические громкоговорители Таблица 13-1

Тип громкоговорителя	В каком приемнике применяется	Номинальная мощность, *вт*	Диапазон воспроизводимых частот, *гц*	Неравномерность частотной характеристики, *дб*	Чувствительность[1], *бар*	Звуковая катушка: Число витков	Звуковая катушка: Диаметр провода, *мм*	Звуковая катушка: Сопротивление постоянному току, *ом*	Катушка подмагничивания: Число витков	Катушка подмагничивания: Диаметр провода, *мм*	Катушка подмагничивания: Сопротивление постоянному току, *ом*	Диаметр, *мм*
ДГС	Трансляционный	0,04	200—4 500	20	2	63	0,15	4,9	С постоянным магнитом		—	—
ДГМ	„	0,15	150—4 500	20	2	41	0,23	1,25	То же		—	—
«Байкал», «Север»	„	0,2	250—3 000	20	4	57	0,16	4	„		—	—
«Сибирь»	„	0,25	150—5 000	20	—	—	—	—	„		—	—
0,25 ГД-1	„	0,25	300—3 000	18	2	49	0,08	7	„		—	72
0,5 ГД-2	„Рекорд", „Москвич" АРЗ (с 1954 г.)	1	120—6 000	10	2,5	63	0,12	5,5	„		—	—
0,5 ГД-5	„Родина" „Искра" (с 1954 г.)	1	100—6 000	15	3	63	0,12	5,5	„		—	—
0,5 ГД-10	—	0,5	150—7 000	14	2,3	51	0,1	4,5	„		—	105
0,5 ГД-11	Малогабаритные приемники и телевизоры	0,5	150—7 000	14	2,3	51	0,1	4,5	„		—	105
0,5 ГД-12	Батарейные приемники	0,5	150—7 000	14	3	51	0,1	4,5	„		—	105
1 ГД1	АРЗ-49, „Москвич В"	1	150—5 000	15	2,5	61	0,16	3,25	„		—	—
—	„Рига Б-912"	1	150—6 000	15	4	45	0.15	2,8	„		—	—
1 ГДМ-1,5 (1,5 ГД-1)	„Рекорд", „Рекорд-47"	1,5	150—5 000	15	2,5	57	0,16	3	„		—	—
1 ГД-5	Приемники 3—4-го классов	1	150—6 000	15	2,0	63	0,12	5,5	„		—	124
1 ГД-6	Приемники и телевизоры 2—3-го классов	1	100—6 000	15	3,0	63	0,12	5,5	„		—	124
1 ГД-7	Переносные и автомобильные приемники	1	150—6 000	15	3,0	63	0,12	5,5	„		—	124
1 ГД-8	То же	1	200—6 000	12	4,5	63	0,12	5,5	„		—	124
1 ГД-9[4]	Телевизоры 1—3-го классов	1	100—7 000	12	2,5	63	0.12	5,5	„		—	156/98
1 ГД-11	Приемники 2, 3 и 4-го классов	1	150—6 000	15	2	63	0,12	5,5	„		—	126
1 ГД-12	Приемники 1 и 2-го классов	1	200—10 000	14	2,5	51	0,1	4.5	„		—	156/98
1 ГД-14	Приемники 3 и 4-го классов	1	150—10 000	14	2,5	51	0,1	4,5	„		—	126
2 ГД-3	—	2	70—10 000	14	2,5	62	0,16	3,4	„		—	150
2 ГД-4	Приемники 1-го класса	2	70—10 000	14	2,3	60	0,16	3,25	„		—	152
2 ГДМ-3	„Родина", „Родина-47", „Урал-49"	3	90—5 000	15	3	62	0,18	3,2	„		—	—
2 ГДП-3	„Восток-47" (7Н-27), „Урал-47"	3	—	—	—	65	0,2	3	14 000	0,2	1 200	—
3 ГД-2	—	3	80—6 000	15	3	62	0,18	3,4	С постоянным магнитом		—	202
3 ГД-3	„Восток-49", „Родина-47" (вып. 1950 г.), „Урал-49"	3	100—6 000	15	2.5	62	0,16	3,4	То же		—	—
3 ГД-7[4]	Автомобильные приемники	3	80—7 000	12	2,5	62	0,18	3,4	„		—	208/154

Продолжение табл. 13-1

Тип громкоговорителя	В каком приемнике применяется	Номинальная мощность, *вт*	Диапазон воспроизводимых звуковых частот, *гц*	Неравномерность частотной характеристики, *дб*	Чувствительность[1], *бар*	Звуковая катушка			Катушка подмагничивания			Диаметр, *мм*
						Число витков	Диаметр провода, *мм*	Сопротивление постоянному току, *ом*	Число витков	Диаметр провода, *мм*	Сопротивление постоянному току, *ом*	
3 ГД-9	Автомобильные приемники	3	80—7 000	14	2,5	62	0,18	3,4	С постоянным магнитом		—	204/134
3 ГДМП-ВЭФ[3]	—	3	100—6 000	15	3	49	0,23	1,6	4 500	0,15	520	—
—	ВЭФ-М-557	3	—	—	—	23	0,22	2	11 000	0,18	900	—
—	„Балтика", ВЭФ М-697	3	—	—	—	53	0,2	2,4	4 500+23	0,15 и 0,18	520+0,27	—
—	„Рига-6"	3	—	—	—	59	0,2	2,65	С постоянным магнитом		—	—
—	„Рига Т-755"	3	100—6 000	17	3,5	59	0,2	2,65	12 200	0,18	1 000	—
—	6Н-25	3	—	—	—	52	0,23	1,7	11 000	0,16	1 265	—
ВГД-1	—	3	800—15 000	15	2,3	51	0,1	4,5	С постоянным магнитом		—	105
4 ГД-1	Приемники 1-го класса	4	60—12 000	14	2,5	62	0,16	3,4	То же		—	202
4 ГД-2	Радиолы	4	60—12 000	14	2,5	62	0,18	3,4	„		—	202
5 ГД-9	Приемники 1 и 2-го классов	5	70—7 000	12	3,0	62	0,18	3,4	„		—	252
5 ГД-10	—	5	50—12 000	14	3,0	62	0,18	3,4	„		—	250
5 ГД-14[4]	Приемники 1 и 2-го классов	5	60—12 000	14	2,5	62	0,18	3,4	„		—	260/170
ДГФ-5	—	5	150—6 000	15	4	65	0,2	4,8	„		—	—
5 ГЭД-5	—	5	70—6 500	12,5	4	—	—	2	—	—	1 000	—
—	„Рига Т-689"	6	80—8 000	17	5,5	92	0,15	12	9 000	0,25	520	—
—	„Рига-10"	8	80—7 000	12	5,5	120	0,17	12	С постоянным магнитом		—	—
8 ГД-2	„Мир"	8	80—7 000	12	5,5	75	0,25	2,8	То же		—	—
10 ГД-4	—	10	70—8 000	12	3,5	—	—	10	„		—	—
10 ГД-5	—	10	50—7 000	12	3,5	—	—	2,8	„		—	—
10 ГД-6[2]	—	10	40—10 000	15	3	—	—	40	„		—	—
10 ГД-12[5]	—	10	40—12 000	12	3	62	0,18	3,4	„		—	—
10 ГД-14	—	10	40—12 000	12	3	62	0,18	5,5	„		—	—
10 ГД-18	Высококачественные радиолы и телевизоры	10	50—8 000	12	3	69	0,18	4,8	„		—	324×242
Р-10	—	10	250—4 000	20	6	39	0,21	1,7	„		—	—
РД-10	—	10	200—3 500	6	11	—	—	16	—	—	3 200	—
—	„Латвия"	10	—	—	—	115	0,18	8	7 900+28,5	0,14 и 0,35	245+0,25	—
ДГР-25	—	25	150—5 000	20	—	—	—	6	61	0.2	—	—
Р-100	—	100	200—3 000	20	12	49	0,2	4,8	—	—	—	—

[1] Звуковое давление, развиваемое при потребляемой мощности звуковой частоты 0,1 *ва*.
[2] Двухполосный громкоговоритель.
[3] С постоянным магнитом и подмагничиванием.
[4] С эллиптическим диффузором.
[5] Агрегат из двух громкоговорителей.

Электромагнитная система. Между полюсами постоянного магнита *М* находится стальной якорь *Я*, который проходит сквозь катушку *К* (рис. 13-2). Через катушку пропускается ток звуковой частоты, и под действием переменного магнитного поля происходят колебания якоря и связанного с ним диффузора *Д*.

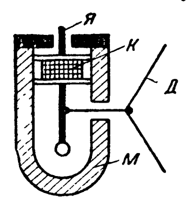


Рис. 13-2. Устройство электромагнитного громкоговорителя.

Свойства — хорошая чувствительность, плохая частотная характеристика, значительные искажения.

Мощность — до 0,25—0,5 *вт*.

Включение — непосредственно в анодную цепь выходной лампы.

Применение — при невысоких требованиях к качеству звучания и малой требуемой мощности.

Электродинамическая система с постоянным магнитом. В кольцевом поле постоянного магнита *М* находится подвижная катушка *К*, связанная с диффузором *Д* (рис. 13-3). Проходящий через катушку ток звуковой частоты образует вокруг нее переменное магнитное поле, которое, взаимодействуя с полем постоянного магнита, создает силу, движущую катушку.

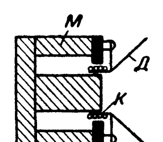


Рис. 13-3. Устройство электродинамического громкоговорителя с постоянным магнитом.

Свойства — хорошая частотная характеристика и большой диапазон излучаемых мощностей.

Мощность — от долей ватта до десятков и сотен ватт.

Включение — через согласующий трансформатор, так как сопротивление звуковой катушки составляет всего 2—15 *ом*.

Применение — в приемниках с любыми видами питания (особенно ценны для батарейных приемников) и в радиотрансляционных сетях.

Электродинамическая система с подмагничиванием. Принцип действия тот же, что и с постоянным магнитом, но магнитное поле создается катушкой подмагничивания $К_п$ (рис. 13-4). Свойства — те же, но за счет подмагничивания возможно получение более сильного магнитного поля в зазоре, а вместе с тем и большей чувствительности.

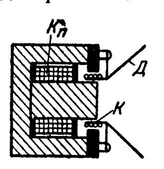


Рис. 13-4. Устройство электродинамического громкоговорителя с подмагничиванием.

Применение — в приемниках с сетевым питанием и мощных усилительных установках.

Пьезоэлектрическая система. К обкладкам пьезоэлемента *П* подводится переменное напряжение звуковой частоты, за счет которого в элементе возникают механические колебания той же частоты. Эти колебания передаются диффузору *Д*, связанному с пьезоэлементом (рис. 13-5).

Свойства — сильное подчеркивание высших звуковых частот.

Мощность — ограничивается прочностью пьезоэлемента.

Включение — дроссельный выход (сопротивление громкоговорителя очень высокое и имеет емкостный характер).

Применение — при наличии небольшой выходной мощности усилителя, а также в качестве громкоговорителя высоких частот.

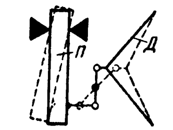


Рис. 13-5. Устройство пьезоэлектрического громкоговорителя.

Электростатическая система. Громкоговоритель представляет собой конденсатор, состоящий из неподвижного электрода — металлического основания *О* и колеблющегося электрода — диафрагмы *Д*, выполняемой из очень тонкой диэлектрической пленки, металлизированной с одной стороны (рис. 13-6). Между неподвижным и подвижным электродами прикладываются постоянное напряжение, создающее начальное электрическое поле, и переменное напряжение звуковой частоты, под действием которого диафрагма приходит в колебательное движение.

Свойства — хорошая равномерность частотной характеристики в области высших звуковых частот вплоть до 20 *кгц*.

Включение — по специальной схеме непосредственно в анодную цепь лампы (сопротивление громкоговорителя является емкостным).

Применение — совместно с динамическим громкоговорителем (обеспечивающим хорошее воспроизведение низких и средних частот) в системах, предназначенных для высококачественного звучания.

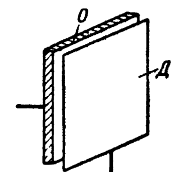
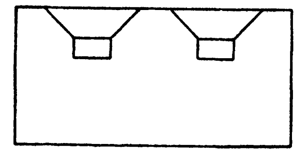


Рис. 13-6. Устройство электростатического громкоговорителя.

13-6. АКУСТИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ

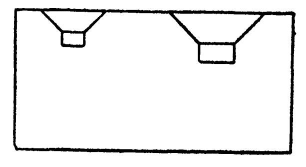
Акустическая система состоит из громкоговорителя или нескольких громкоговорителей, работающих совместно, и футляра, в котором они установлены.

Простейшая акустическая система состоит из одного громкоговорителя, помещенного в футляр. Качество звучания зависит как от параметров громкоговорителя, так и от материала и конструкции футляра.

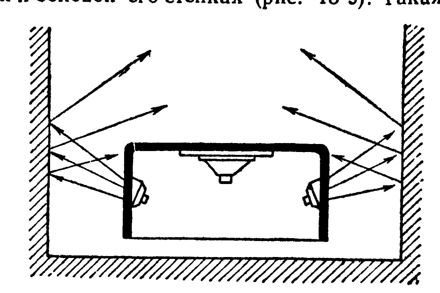

Рис. 13-7. Система из двух одинаковых громкоговорителей.

Система из двух одинаковых громкоговорителей в общем футляре (рис. 13-7). Громкоговорители должны иметь резонансные частоты, различающиеся между собой на 20—30 *гц* (достигается, например, разницей в конструкции центрирующих шайб или в весе диффузора). Достоинства такой системы — более равномерная частотная характеристика и более высокий к. п. д. (потребляемая мощность увеличивается в 2 раза, а излучаемая звуковая энергия в 4 раза).

Система из двух различных громкоговорителей в общем ящике (рис. 13-8). Один громкоговоритель с диффузором большого диаметра для воспроизведения низких и средних звуковых частот, второй — с диффузором малого диаметра для воспроизведения высших звуковых частот. Достоинство системы — расширение частотной характеристики, повышающее естественность звучания.


Рис. 13-8. Система из двух различных громкоговорителей.

Система объемного звучания 3D представляет собой комбинацию из нескольких громкоговорителей, расположенных в общем футляре на передней и боковой его стенках (рис. 13-9). Такая система


Рис. 13-9. Система объемного звучания *3D*.

устраняет впечатление, что звук идет из одной точки и создает эффект объемности звучания, т. е. более или менее равномерного излучения звука во все стороны. Название *3D* происходит от английских слов 3-Dimension, что должно означать излучение в «трех измерениях».

Системы *3D* могут состоять из 2, 3, 4, 5 и более громкоговорителей, диффузоры которых расположены под различными углами (рис. 13-10). Впечатление объемности

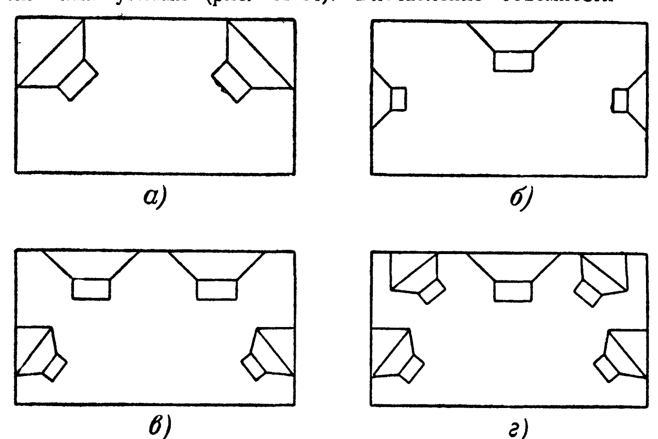


Рис. 13-10. Системы *3D* с различным числом громкоговорителей.

звучания определяется соответствующим выбором частотных характеристик и правильным распределением мощностей между фронтальными и боковыми громкоговорителями.

Система объемного звучания 4R отличается тем, что основной громкоговоритель, обеспечивающий воспроизведение низших и средних звуковых частот, располагается на передней стенке футляра, а дополнительные громкоговорители верхних частот — под верхней плоскостью футляра, с диффузором, направленным вверх. Могут быть применены и дополнительные громкоговорители на боковых стенках. Равномерность излучения достигается не только в горизонтальной, но и в вертикальной плоскости. Иногда дополнительный громкоговоритель располагают на дне ящика, диффузором вниз, и звук излучается также вниз, отражаясь затем от стола или от пола. Название *4R* происходит от немецкого слова Raumton», что означает «объемное звучание».

Распределенная или разнесенная акустическая система отличается тем, что громкоговорители не сосредоточены в общем футляре, а распределены по всему помещению. Например, низкочастотный громкоговоритель находится в одном ящике в углу комнаты, среднечастотный — в другом ящике на задней стене комнаты, а высокочастотные — на двух боковых стенах ее.

Система стереофонического звучания дает возможность различать направление прихода звуковых колебаний, т. е. создает звуковую перспективу, как и при непосредственном слушании естественных источников звука. Для этого требуется применение не менее двух отдельных каналов микрофон — усилитель — громкоговоритель, причем микрофоны и громкоговорители должны быть соответствующим образом установлены. Система отличается большой сложностью.

Система псевдостереофонического воспроизведения звука. Эта система создает имитацию стереофонического эффекта при одноканальной радиопередаче посредством разделения в приемнике или в усилителе всей полосы звуковых частот на два канала — низких и высоких частот и создания в одном из этих каналов искусственной задержки звука, обеспечивающей заметный на слух сдвиг по времени.

Громкоговорители, применяемые в некоторых радиоприемниках и радиолах

Тип приемника или радиолы	Класс	Количество громкоговорителей	Типы громкоговорителей
«Кристалл»	Высший	7	4ГД-1 (2 шт. Ф) 3ГД-7 (1 шт. Ф) ВГД-1 (2 шт. Ф) 1ГД-9 (1 шт. Б)
«Россия»	Высший	5	5ГД-10 (2 шт. Ф) 1ГД-9 (1 шт. Ф) 1ГД-9 (2 шт. Б)
«Люкс», «Дружба»	Высший	4	5ГД-14 (2 шт. Ф) 1ГД-9 (2 шт. Б)
«Октава»	1	4	2ГД-3 (2 шт. Ф) 1ГД-9 (2 шт. Б)
«Байкал», «Донец», «Муромец»	2	2	1ГД-5 или 2ГД-3 (2 шт. Ф)

Ф — фронтальный; Б — боковой.

13-7. ЗВУКОСНИМАТЕЛИ

В звукоснимателе механические колебания граммофонной иглы преобразуются в электрические колебания звуковой частоты, которые в дальнейшем усиливаются до необходимой величины и воспроизводятся при помощи громкоговорителя.

Практическое применение находят звукосниматели электромагнитной и пьезоэлектрической систем.

Электромагнитная система. Стальной якорь *Я*, связанный с иглой, движется внутри катушки *К*, находящейся в поле постоянного магнита М (рис. 13-11). Колебания якоря вызывают изменения магнитного потока, пересекающего катушку, и в последней наводится э. д. с., пропорциональная амплитуде колебаний якоря.

Рис. 13-11. Устройство электромагнитного звукоснимателя.

Средняя величина развиваемой э. д. с. 0,15—0,25 *в.*

Внутреннее сопротивление (индуктивного характера) 1 000—12 000 *ом.*

Величина нагрузочного сопротивления 0,2—1 *Мом.*

Частотная характеристика — удовлетворительной формы, достаточно равномерная.

Давление на пластинку — большое, 60—120 *г.*

Пьезоэлектрическая система. Колебания иглы *И* оказывают скручивающее усилие на пьезоэлемент — трапецеидальную пластинку *П* из сегнетовой соли, фосфата аммония или пьезокерамики (рис. 13-12). Механические деформации вызывают появление электрических зарядов на гранях пьезоэлемента. Развиваемая э. д. с. пропорциональна амплитуде колебаний иглы.

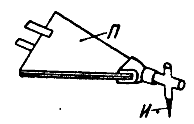


Рис. 13-12. Устройство пьезоэлектрического звукоснимателя.

Средняя величина развиваемой э. д. с. 0,5—1 *в.*

Внутреннее сопротивление — емкостное.

Величина нагрузочного сопротивления 0,5—2 *Мом.*

Частотная характеристика имеет равномерный спад, начиная с 200 *гц*; в области высших звуковых частот она имеет пик.

Давление на пластинку — малое, 30—70 *г*.

Данные звукоснимателей приведены на стр. 295.

13-8. МИКРОФОНЫ

В микрофоне энергия звуковых колебаний, создаваемых источником звука, преобразуется в электрическую энергию. Электрические колебания звуковой частоты усиливаются до необходимой величины и используются затем для различных целей: громкоговорящего воспроизведения, модуляции высокочастотных колебаний, звукозаписи и т. д.

Применяются микрофоны различных систем: динамические, ленточные, пьезоэлектрические, конденсаторные и угольные.

Основные показатели микрофона — частотная характеристика и чувствительность. Чувствительность микрофона характеризуется двумя способами: 1) величиной напряжения, развиваемого на сопротивлении нагрузки при воздействии на диафрагму микрофона звукового давления 1 *бар* (при таком способе оценки чувствительность выражают в *мв/бар*); 2) за меру чувствительности принимается так называемый выходной уровень отдачи, который указывает, на сколько децибел выходная мощность, развиваемая микрофоном при звуковом давлении 1 *бар*, ниже стандартной величины мощности 1 *мвт*. Второй способ более распространен.

Данные отечественных микрофонов приведены в табл. 13-2.

Динамическая система. Катушка *К*, прикрепленная к диафрагме микрофона *Д*, помещается в кольцевом зазоре *З* постоянного магнита *М* (рис. 13-13). При колебаниях диафрагмы, происходящих под действием звуковых колебаний, в катушке, витки которой пересекают линии магнитного поля, индуктируется э. д. с., пропорциональная силе звукового давления

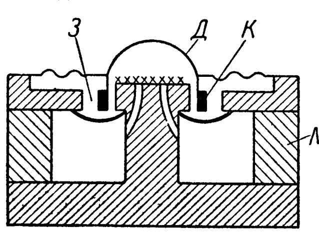


Рис. 13-13. Устройство динамического микрофона.

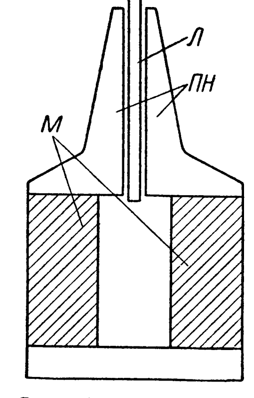


Рис. 13-14. Устройство ленточного микрофона.

Свойства: достаточно хорошая частотная характеристика, чувствительность невысокая, нет необходимости в источниках питания, возможна работа в широком диапазоне температур и при высокой влажности, не опасны сотрясения.

Применение: для радиовещания и звукозаписи.

Ленточная система. Легкая ленточка из алюминия *Л* подвешивается между полюсными наконечниками *ПН* сильного постоянного магнита (рис. 13-14). Под действием звуковых колебаний ленточка пересекает линии магнитного поля, и в ней индуктируется э. д. с., пропорциональная силе звукового давления.

Если микрофон устроен так, что звуковое давление воздействует только на одну сторону ленточки, то его называют микрофоном давления; если же воздействию звука подвергаются обе стороны ленточки, то такой микрофон называют скоростным.

Сочетание микрофона давления со скоростным микрофоном позволяет получить комбинированный микрофон, обладающий направленным действием, т. е. воспринимающий звуки с одного направления — спереди значительно лучше, чем с противоположного — сзади. Комбинированный микрофон может быть выполнен и как сочетание ленточного скоростного микрофона с динамическим.

Свойства: не требует источников питания, имеет хорошую частотную характеристику, но у скоростного микрофона на близких расстояниях от источника звука чувствительность сильно возрастает в области низших звуковых частот; общая чувствительность невысокая.

Применение: для радиовещания и звукозаписи. Рекомендуется применять только в закрытых помещениях во избежание действия ветра на легкую ленточку.

Пьезоэлектрическая система. Звуковое давление, воздействуя на пьезоэлектрический элемент, вызывает в нем механические деформации, под влиянием которых на элементе развивается разность потенциалов, пропорциональная силе звукового давления. Микрофоны этой системы осуществляются в двух основных разновидностях — ячейковой и мембранной конструкции.

Общие свойства: простота конструкции, достаточно хорошая частотная характеристика, сильная подверженность действию влаги и температуры. Чувствительность и применение зависят от конструкции.

1. Ячейковый микрофон (рис. 13-15) состоит из двух пьезоэлементов *Э*, закрепленных в рамке *Р* из изоляционного материала и разделенных между собой с помощью прокладки *П* из вязкого материала (например, висколоида). Вся ячейка заклеивается снаружи тонкой бумагой. Звуковое давление воздействует непосредственно на пьезоэлемент.

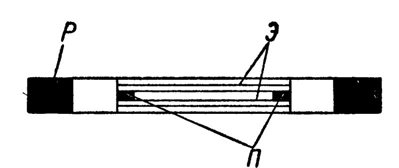


Рис. 13-15. Устройство пьезоэлектрического ячейкового микрофона.

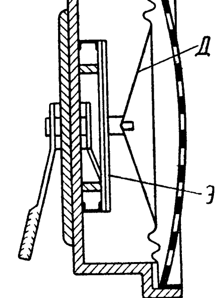


Рис. 13-16. Устройство пьезоэлектрического мембранного микрофона.

Чувствительность — низкая (порядка 0,1—0,5 *мв/бар*).

Применение: главным образом для акустических измерений.

2. Мембранный микрофон (рис. 13-16) состоит из диффузора *Д*, выполненного из бумаги или алюминиевой фольги, и скрепленного с пьезоэлементом *Э*. Звуковое давление воздействует на диффузор и от него передается пьезоэлементу.

Чувствительность значительно выше, чем у ячейкового микрофона (достигает 2,5 *мв/бар*).

Применение: ограниченное вследствие неустойчивой работы. Для высококачественного радиовещания не применяется.

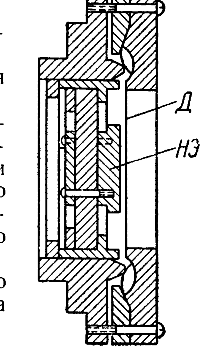


Рис 13-17. Устройство конденсаторного микрофона.

Конденсаторная система. Под действием звукового давления колеблется диафрагма *Д*, представляющая собой одну из обкладок конденсатора — подвижную (рис. 13-17). Роль второй обкладки выполняет массивный неподвижный

Таблица 13-2

Данные отечественных микрофонов

Тип	Конструкция	Назначение	Рабочий диапазон частот, *гц*	Неравномерность частотной характеристики не более, *дб*	Выходной уровень отдачи на частоте 1 000 *гц* при звуковом давлении 1 *бар*	Номинальное сопротивление нагрузки, *ом*	Размеры, *мм*	Вес, *кг*
СДМ	Динамический	Для радиотрансляции передач музыки и речи из студий, для внестудийных передач и звукозаписи	50—10 000	12	Не менее—70 *дб* (или 0,25 *мв/бар*)	200 и 600	Длина 120, диаметр 79	1,95 (со стойкой 4,7)
РДМ	»	Для речевых передач	100—5 000	12	То же	200 и 600	Длина 92, диаметр 74	1,15
МД-30	»	Для передач музыки и речи из студий, для внестудийных передач и для звукозаписи	50—10 000	12	Не менее—72 *дб*	200 и 600	Высота 150, длина 163	2,4 (со стойкой и кабелем)
МД-35	Динамический ненаправленный	Для студийных передач музыки и речи	50—10 000	8	Не менее—69 *дб*	250	Длина 97, диаметр 50	0,45
МД-37	То же	Для передач и записи речи	60—8 000	12	Не менее—72 *дб*	250	Длина 80, диаметр 40	0,25 (без кабеля подставки и шарнира)
МД-38	»	Для высокочастотных передач музыки и речи из студий и с открытых площадей	50—15 000	8	Не менее—78 *дб*	—	Длина 40, диаметр 30	0,2 (без кабеля, шарнира и подставки)
МД-41	»	Для любительской записи звука	100—5 000	25	Не менее—72 *дб* (или 3 *мв/бар*)	Не менее $5\cdot10^5$	Длина 85, ширина 74, высота 74 (с подставкой	0,6 (без кабеля)
МД-42	»	Для речевых передач	100—5 000	12	Не менее—72 *дб*	250	120×70×50 (с подставкой)	0,55 (без кабеля)
МД-44	Динамический с односторонней направленностью	Для передач, звукоусиления и звукозаписи речи в помещениях с большим временем реверберации или с большим уровнем помех (удобен в качестве репортерского)	100—8 000	12	Не менее—78 *дб*	250	Длина 50, диаметр 33	0,2 (с кабелем и фишкой)

Продолжение табл. 13-2

Тип	Конструкция	Назначение	Рабочий диапазон частот, *гц*	Неравномерность частотной характеристики не более, *дб*	Выходной уровень отдачи на частоте 1 000 *гц* при звуковом давлении 1 *бар*	Номинальное сопротивление нагрузки, *ом*	Размеры, *мм*	Вес, *кг*
МД-46	Динамический с односторонней направленностью	Для звукозаписи, передач и звукоусиления речи в помещениях с большим временем реверберации или с большим уровнем помех	100—5 000	25	Не менее—72 *дб*	250	Длина 65, диаметр 50	0,35 (без кабеля)
МД-55	Динамический ненаправленный	Для передачи и записи речи	60—8 000	12	Не менее—72 *дб*	250	Длина 80, диаметр 60	0,6 (без кабеля)
МД-56	То же	Для радиовещания, профессиональной звукозаписи и усиления музыки и речи	50—12 000	14	Не менее—78 *дб*	—	—	—
МК-3	Конденсаторный широкополосный	Для высококачественной передачи и записи звука и речи из студий, концертных залов и театров	40—15 000	6	Не менее—66 *дб* (или 1,4 *мв/бар*)	250	Высота с вилкой 290, диаметр микрофона 50	0,48 (без кабеля и подставки)
19А-1	Конденсаторный однонаправленный	Для высококачественной записи музыки и речи	50—10 000	4	0,5 *мв/бар*	250	Длина 130, диаметр 58	0,4
82А-2	То же	Для высококачественной записи речи при киносъемках	60—8 000	12	0,3 *мв/бар*	350	Длина 84, диаметр 60, высота (с шарниром и амортизатором) 165	0,45 (с шарниром и амортизатором)
МЛ-11Б	Ленточный однонаправленный	Для сложных и музыкальных передач	70—10 000	12	Не менее—75 *дб*	250	Длина 220, диаметр 60	1,55 (без подставки)
МЛ-11М	То же	Для передачи и записи музыки и речи из студий, концертных залов и театров, а также для звукоусиления в помещениях	70—10 000	12	Не менее—78 *дб*	250	Длина 280, диаметр 60	1,4 (без подставки)
МЛ-15	Ленточный двухсторонненаправленный	Для музыкальных передач	50—10 000	5	Не менее—75 *дб*	250	54×70×200	1,35 (без кабеля и подставки)

электрод *НЭ*. Колебания диафрагмы вызывают изменения емкости такого конденсатора, вследствие чего в цепи, состоящей из микрофона *М*, батареи *Б* и нагрузочного сопротивления *R* (рис. 13-18) появляется переменная э. д. с. В результате на сопротивлении *R* создается падение напряжения звуковой частоты, пропорциональное звуковому давлению.

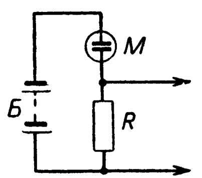


Рис. 13-18. Схема включения конденсаторного микрофона.

Свойства: очень равномерная частотная характеристика, невысокая чувствительность, сложные устройства питания, возможны изменения натяжения диафрагмы со временем.

Применение: главным образом для целей акустических измерений.

Угольная система. Под действием энергии звуковых колебаний, воздействующих на мембрану *М*, изменяется сила сжатия зерен угольного порошка *П*, вследствие чего изменяется внутреннее сопротивление микрофона (рис. 13-19). Это обстоятельство используется для управления энергией местной батареи *Б*. В результате в цепи микрофона происходят изменения электрического тока, пропорциональные силе звукового давления.

Свойства: высокая чувствительность, значительная неравномерность частотной характеристики, значительные нелинейные искажения, высокий уровень собственных шумов.

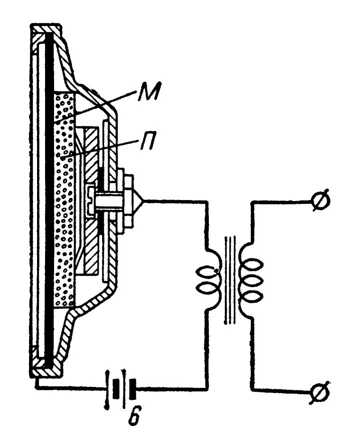


Рис. 13-19. Устройство угольного микрофона.

Применение: в проволочной телефонии и для служебных речевых передач. В радиовещании вышел из употребления вследствие своих недостатков, не допускающих высококачественного воспроизведения звука.

ГЛАВА ЧЕТЫРНАДЦАТАЯ

ЗВУКОЗАПИСЬ

14-1. ПРИНЦИП МАГНИТНОЙ ЗВУКОЗАПИСИ

Записываемые звуковые колебания преобразуются микрофоном *М* (рис. 14-1) в электрические сигналы. Мощность их повышается усилителем записи *УЗ*. К выходу последнего подключена головка записи *ГЗ*, представляющая собой электромагнит, магнитная цепь которого разомкнута с одной стороны диамагнитной прокладкой, образующей так называемую рабочую щель. К рабочей щели прилегает движущийся звуконоситель. Так как магнитное поле над щелью имеет ту же закономерность изменения во времени, что и записываемый звуковой процесс, отдельные фазы последнего фиксируются на звуконосителе в виде различной остаточной намагниченности его участков.

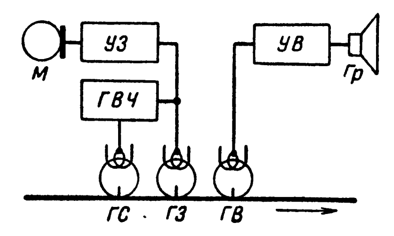


Рис. 14-1. Блок-схема устройства для магнитной звукозаписи.

Звуконоситель изготавливается из ферромагнитного материала, способного легко намагничиваться и хорошо сохранять намагниченное состояние. Наиболее распространенным звуконосителем является так называемая магнитная лента, у которой на гибкую основу нанесен ферромагнитный порошок. Невидимый магнитный след, оставляемый на звуконосителе при записи, называется магнитной фонограммой.

Чтобы воспроизвести с помощью магнитной фонограммы записанные звуковые колебания, звуконоситель с той же скоростью, что и при записи, пропускают по воспроизводящей магнитной головке *ГВ*, схожей по устройству с записывающей. Магнитный поток, исходящий из отдельных участков звуконосителя, замыкается через сердечник головки и возбуждает в ее обмотке электрические колебания, частота которых соответствует частоте записанных звуковых колебаний. Мощность колебаний повышается усилителем воспроизведения *УВ*, после чего они преобразуются громкоговорителем или телефонными трубками в звук.

Воспроизведение может осуществляться как в процессе записи с незначительным запаздыванием, определяемым расстоянием между записывающей и воспроизводящей головками, так и многократно после ее окончания.

Ненужная запись может быть удалена или, как говорят, „стерта" со звуконосителя. Для этого служит стирающая магнитная головка *ГС*, устроенная в общем так же, как и предыдущие головки. Она питается постоянным током или током высокой частоты (40—80 *кгц*). В первом случае стирание осуществляется доведением всех участков звуконосителя до магнитного насыщения, а во втором — путем их размагничивания.

Чувствительность звуконосителя повышается, а нелинейные искажения становятся меньше, если через обмотку записывающей головки пропускать, кроме тока звуковой частоты, дополнительный ток, называемый током подмагничивания. Различают два режима магнитной записи: постоянноточный (ПТ), при котором как стирание, так и подмагничивание производятся постоянным током, и высокочастотный (ВЧ), при котором стирание и подмагничивание осуществляются током высокой частоты.

Блок-схема, приведенная на рис. 14-1, соответствует второму случаю. На ней показан генератор высокой

частоты *ГВЧ*, питающий головки записи и стирания токами одной частоты, но разной силы.

Постоянноточный режим применяется в аппаратах, предназначенных только для записи речи, так как при нем больше нелинейные искажения и собственные шумы фонограммы, а также при записи очень высоких частот. Высокочастотный режим применяется во всех аппаратах, рассчитанных на звукозапись высокого качества.

Преимуществами магнитной звукозаписи являются:

1) простота записи, моментальная готовность, возможность контроля качества в процессе самой записи путем одновременного воспроизведения;

2) высокое качество записи (сравнительно несложно записать и воспроизвести диапазон частот 20—20 000 *гц* при нелинейных искажениях не более 2% и относительном уровне шумов фонограммы порядка — 65 *дб*);

3) возможность многократно использовать звуконоситель для записи путем стирания старых записей;

4) возможность многократно воспроизводить фонограмму без снижения качества.

Звукозаписывающие аппараты, использующие магнитную систему записи и ленту, покрытую магнитным порошком, в качестве звуконосителя, получили название **магнитофонов**. Магнитофон состоит из лентопротяжного механизма и электронной части, содержащей усилители, генератор высокой частоты, индикатор уровня и электропитающее устройство.

Широко распространенной разновидностью магнитофонов являются **диктофоны** — аппараты, специально предназначенные для записи речи с целью ее стенографирования.

Магнитная запись может применяться не только для записи звуковых колебаний, но и в более широком диапазоне частот.

14-2. НОРМЫ НА МАГНИТНУЮ ЗВУКОЗАПИСЬ

Магнитофоны для записи и воспроизведения музыки и речи, использующие узкую магнитную ленту (шириной 6,25 *мм*), должны отвечать ряду требований, определяемых государственными стандартами: ГОСТ 08088-56 (основные параметры), ГОСТ 7704-55 (кассеты для намотки ленты), ГОСТ 7705-55 (сердечник для намотки ленты).

Магнитофоны делятся на пять групп в зависимости от рабочей скорости движения ленты. Стандартные значения скоростей для четырех групп образованы по закону геометрической убывающей прогрессии путем деления высшей скорости 762 *мм/сек* соответственно на 2, 4 и 8. Для пятой группы рекомендуется выбирать скорости, отвечающие той же закономерности, т. е. 47,6 *мм/сек*; 23,8 *мм/сек* и т. д.

В магнитофонах первой и второй групп лента должна наматываться на сердечники (рис. 14-2) рабочей стороной наружу рулона, а для остальных групп — на кассеты (рис. 14-3) рабочей стороной внутрь рулона. Сердечники изготовляются из стали (штампованные) или литейных сплавов и пластмассы, а кассеты — из дюралюминия или пластмассы.

Направление вращения рулона ленты, сматываемого в магнитофоне при записи и воспроизведении, должно быть против часовой стрелки. Выполнение этого требования обязательно для магнитофонов первой и второй групп и желательно для всех остальных.

Для магнитофонов всех групп можно использовать и однодорожечную и двухдорожечную записи. Во втором случае на ленте во взаимно противоположных направлениях записываются две звуковые дорожки (рис. 14-4). Дорожка № 1 записывается первой. Расстояние между краями звуковых дорожек должно быть не менее 0,75 *мм*. Стирание записи производят на более широком участке ленты; расстояние между краями дорожек стирания должно быть не менее 0,3 *мм*.

Практически в магнитофонах первой и второй групп двухдорожечная запись не используется.

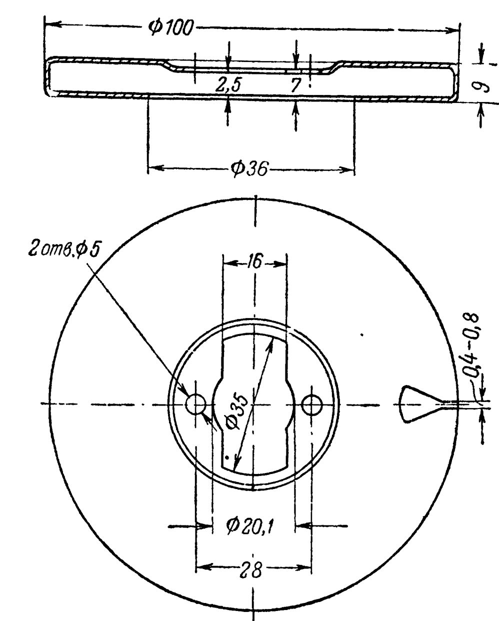


Рис. 14-2. Сердечник (бобышка) для намотки магнитной ленты.

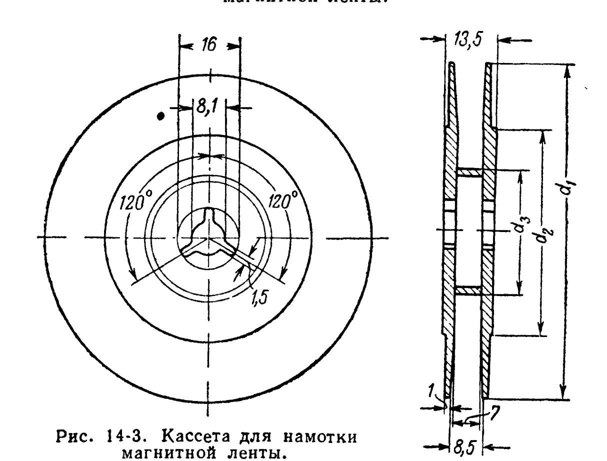


Рис. 14-3. Кассета для намотки магнитной ленты.

Номер кассеты	Размеры, *мм*		
	d_1	d_2	d_3
7,5	75	75	34
10	100	90	34
13	127	90	45
15	147	90	60
18	178	90	60
22	220	90	70
25	250	90	70

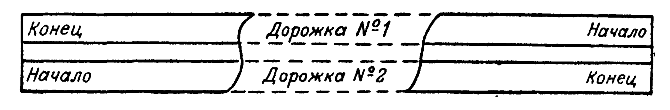


Рис. 14-4. Расположение двух звуковых дорожек на ленте (вид на ленту со стороны, обратной рабочей).

В табл. 14-1 приведены основные качественные показатели магнитофонов различных групп.

Таблица 14-1

Основные качественные показатели магнитофонов

Параметр	Группа магнитофонов					Примечание
	Первая	Вторая	Третья	Четвертая	Пятая	
Скорость движения ленты, *мм/сек*	762	381	190,5	95,3	Менее 95,3	—
Частотная характеристика сквозного канала, *гц*	30—15 000	30—15 000	$f_н = 50$ $f_в = 10\,000$	$f_н = 100$ $f_в = 6\,000$	—	Измеряется по электрическому напряжению на эквиваленте нагрузки
Неравномерность частотной характеристики сквозного канала	дб 0 -3 -4; 30 60гц 10 15кгц		дб +3 0 -4 -7; $f_н$ $2f_н$ $4f_н$ $0,66f_в$ $f_в$			Частотные характеристики должны укладываться в изображенные поля допусков
Неравномерность частотной характеристики канала воспроизведения по контрольным лентам	дб 0 -3 -5; 30 60гц 10 15кгц		дб +3 0 -3 -6; $f_н$ $2f_н$ $4f_н$ $0,66f_в$ $f_в$		—	То же
Отношение уровня шума в сквозном канале к максимальному уровню записи не хуже, *дб*	—60	—60	—35	—35	—	За максимальный уровень записи принимается уровень, соответствующий эффективному значению остаточного потока ленты 100 *ммкс* для магнитофонов первой группы и 160 *ммкс* для магнитофонов второй, третьей и четвертой групп
Коэффициент гармоник в сквозном канале на частоте 400 *гц* при максимальном уровне записи и номинальной выходной мощности (напряжении) не более, %	3	2	5	5	—	—
Отклонение скорости от номинального значения не более, %	±0,2	±0,2	±2	±2	—	—

Продолжение табл. 14-1

Параметр	Группа магнитофонов					Примечание
	Первая	Вторая	Третья	Четвертая	Пятая	
Коэффициент неравномерности скорости движения ленты (коэффициент суммарной детонации) — пиковое значение не более, %	0,2	—	—	—	—	Измерение производится при воспроизведении контрольной ленты с записью частоты 3 000 *гц* при помощи специального прибора (детонометра)

Прочерки в таблице означают, что данный параметр в настоящее время не нормируется.

14-3. КОНТРОЛЬНЫЕ ЛЕНТЫ ДЛЯ ПРОВЕРКИ МАГНИТОФОНОВ

Контрольные ленты (тестфильмы) содержат специальные записи и предназначаются для проверки качественных показателей магнитофонов. Они выпускаются под индексами РТ-76, РТ-38, РТ-19 и РТ-9, что означает: рабочий тестфильм для магнитофонов со скоростью ленты 76, 38, 19 или 9,5 *см/сек*. Каждая контрольная лента состоит из четырех частей.

Первая часть содержит запись сигнала с частотой 400 *гц* (в ленте РТ-9 — с частотой 200 *гц*) с номинальным (установочным) уровнем, в 2 раза меньшим максимального. Запись применяется для установки усиления воспроизводящего канала магнитофона. В контрольной ленте РТ-76 номинальный уровень соответствует эффективному значению остаточного магнитного потока 50 (± 7%), а в остальных лентах — 80 *ммкс*.

Вторая часть содержит запись частот 30, 60, 125, 250, 400, 1 000, 2 000, 4 000, 6 000, 8 000, 10 000, 12 000 и 15 000 *гц* (в контрольной ленте РТ-19 нет записи частоты 15 000 *гц*, в ленте РТ-9 нет записи частот 12 000 и 15 000 *гц*). Запись произведена с учетом нормализованного в настоящее время распределения коррекции частотных искажений между каналом записи и каналом воспроизведения (см. стр. 272) и применяется для проверки частотной характеристики канала воспроизведения.

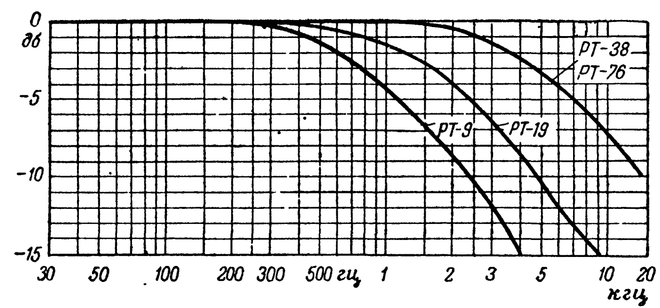


Рис. 14-5. Частотные характеристики магнитного потока в контрольных лентах РТ-76, РТ-38, РТ-19 и РТ-9.

Частоты до 200 *гц* записаны с уровнем около — 14 *дб* по отношению к номинальному. Это соответствует эффективному значению остаточного магнитного потока ленты 10 *ммкс* для РТ-76 и 16 *ммкс* для остальных. На более высоких частотах остаточный поток меньше (рис. 14-5).

Вторая часть содержит также дополнительную запись высоких звуковых частот (5 000—8 000—12 000 *гц*), по которой настраивается положение рабочей щели воспроизводящей головки перпендикулярно направлению движения ленты.

Третья часть содержит запись частоты 3 000 *гц*, произведенную на магнитофоне с прецизионным лентопротяжным механизмом, практически не вызывающим детонации звука. Запись служит для определения (при помощи специального измерительного прибора) неравномерности скорости движения ленты в проверяемом магнитофоне.

Четвертая часть содержит типовую (для данной скорости) магнитную ленту для проверки на ней качественных показателей сквозного канала магнитофона.

Хотя все записи на контрольных лентах — однодорожечные, они могут применяться и для проверки магнитофонов с двухдорожечной и многоканальной записью. При этом следует учитывать, что на скоростях 76 и 38 *см/сек* будет наблюдаться ложное повышение уровня воспроизведения низких звуковых частот, объясняемое влиянием на узкую головку смежных областей широкой фонограммы. При скорости 76 *см/сек*, например, это повышение на частоте 30 *гц* составляет примерно +4 *дб*; на частотах выше 200 *гц* оно практически не обнаруживается.

Некоторые экземпляры контрольных лент имеют запись, неодинаковую по ширине ленты. Такие контрольные ленты не годятся для проверки магнитофонов с узкими головками. Обнаружить их легко, перевернув и поменяв местами кассеты, на которые произведена намотка контрольной ленты. Если частотные характеристики, снятые в обоих случаях, отличаются более чем на 1—2 *дб*, то контрольная лента непригодна.

При отсутствии контрольной ленты РТ-9 можно производить настройку по ленте РТ-19, уменьшая при построении частотной характеристики значения всех записанных на ленте частот в 2 раза.

14-4. ЧАСТОТНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА МАГНИТНОЙ ЗАПИСИ

Частотная характеристика некорректированного канала записи-воспроизведения

Такая характеристика выражает зависимость э. д. с. воспроизводящей головки от частоты сигнала при неизменном токе записи.

Снятие характеристики производится по схеме, показанной на рис. 14-6, при следующих условиях:

1. Намагниченность находится в пределах 10—20% максимальной для данного типа ленты.

2. Подмагничивание соответствует рекомендованному для данного типа ленты.

3. Рабочие щели записывающей и воспроизводящей

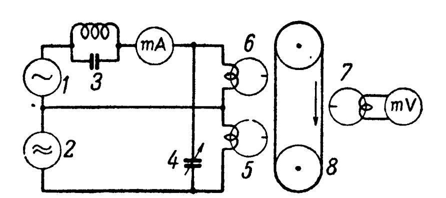


Рис. 14-6. Схема измерений для снятия частотной характеристики некорректированного канала.

1 — звуковой генератор; 2 — генератор высокой частоты; 3 — фильтр-пробка; 4 — регулятор подмагничивания; 5 — головка стирания; 6 — головка записи; 7 — головка воспроизведения; 8 — кольцо магнитной ленты.

головок установлены перпендикулярно направлению движения ленты.

4. Количество витков в обмотках головок сравнительно невелико, благодаря чему можно считать, что резонансных явлений в пределах рабочего диапазона частот нет.

Форма частотной характеристики зависит от свойств ленты, скорости ее движения и ширины рабочих щелей записывающей и воспроизводящей головок. При очень большой скорости движения ленты v и малой ширине рабочих щелей головок l характеристика приближается к идеальной, имеющей форму прямой линии, с крутизной 6 *дб* на октаву.

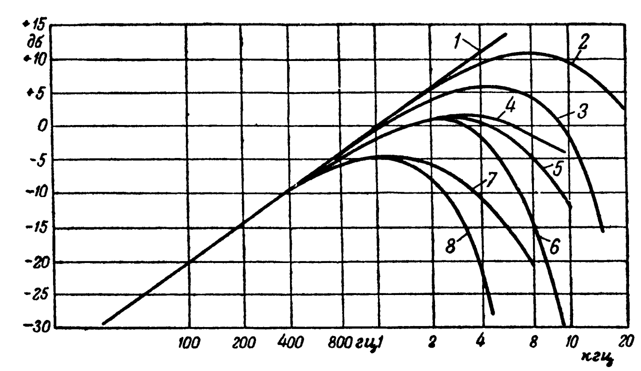


Рис. 14-7. Семейство частотных характеристик некорректированного канала.

1 — идеальная частотная характеристика с крутизной 6 *дб* на октаву (октавой называется частотный интервал с граничными частотами, относящимися как 2 : 1); 2 — характеристика для ленты типа 1 при скорости 762 *мм/сек* и ширине рабочей щели 20 *мк*; 3 — то же при скорости 381 *мм/сек*; 4 — для ленты типа 2 при скорости 190,5 *мм/сек* и ширине щели 10 *мк*; 5 — то же — для ленты типа 1 (полированной); 6 — для ленты типа 1 при скорости 190,5 *мм/сек* и ширине щели 20 *мк*; 7 — для ленты типа 1 (полированной) при скорости 95,3 *мм/сек* и ширине щели 10 *мк*; 8 — то же для ленты типа 1 при ширине щели 20 *мк*.

Реальные характеристики отклоняются от идеальной и тем больше, чем выше частота сигнала f и соответственно меньше длина волны записи λ (рис. 14-7). Главные причины этого отклонения следующие.

1. Потери при записи на размагничивание ленты. При одинаковом токе записи остаточный магнитный поток в ленте ослабевает по мере уменьшения λ (рис. 14-8). Аналитически это может быть выражено следующим образом:

$$\Phi = \Phi_0 e^{\frac{-\lambda_1}{\lambda}},$$

где Φ_0 — поток при очень больших длинах волн;
λ_1 — физический параметр ленты, определяемый ее свойствами и численно равный длине волны, при которой поток в ленте ослабляется в e раз, т. е. на 8,7 *дб* (для ленты типа 1 $\lambda_1 \approx 100$ *мк*, а для ленты типа 2 $\lambda_1 \approx 60$ *мк*).

Параметр λ_1 несколько зависит и от режима записи. При увеличении высокочастотного подмагничивания и ширины записывающей щели сверх рекомендованных величин λ_1 увеличивается.

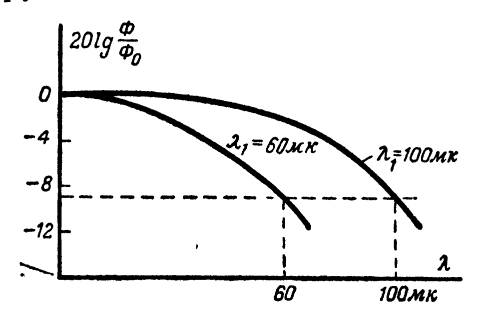


Рис. 14-8. Ослабление остаточного магнитного потока в ленте по мере уменьшения длины волны записи.

2. Щелевые потери при воспроизведении. При возрастании частоты, уменьшении длины волны λ и приближении ее к ширине рабочей щели l воспроизводящей головки магнитный поток в сердечнике головки ослабевает. Возникающие вследствие этого потери э. д. с. могут быть приблизительно выражены множителем

$$\frac{\sin\frac{\pi l}{\lambda}}{\frac{\pi l}{\lambda}},$$

получившим название «щелевой функции» (рис. 14-9). В этом выражении под l следует понимать так называемую эффективную ширину рабочей щели, учитывающую рассеяние и неравномерность поля. Обычно эффективная ширина на 10—20% превышает геометрическую.

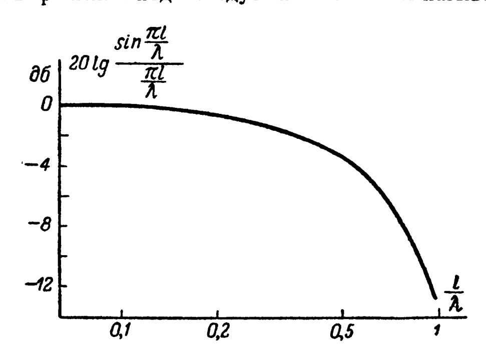


Рис. 14-9. График щелевой функции.

3. Потери в сердечниках головок. Эти потери связаны с перемагничиванием материала сердечников головок и возбуждением в них вихревых токов. В обычных головках они не превышают 2—3 *дб* в диапазоне звуковых частот и растут на более высоких частотах. Для уменьшения потерь сердечники набирают из тонких пластин (30—50 *мк*), изготовленных из сплава с малыми потерями (например, НХС-50), или же применяют ферритовые сердечники.

4. Влияние непараллельности рабочих щелей головок записи и воспроизведения. Относительный перекос головок приводит к дополнительному завалу высоких звуковых частот. Этот завал тем больше, чем меньше скорость движения ленты, и составляет

$$20\lg\frac{\sin\frac{\pi\alpha d}{\lambda}}{\frac{\pi\alpha d}{\lambda}},$$

где α — угол перекоса, *рад*;
d — ширина сердечника головки, *мм*;
$\lambda = \frac{v}{f}$ — длина волны записи (v — скорость движения ленты, *мм/сек*);
f — частота, для которой определяется дополнительный завал характеристики, *гц*.

Так, например, при скорости 190,5 *мм/сек* на частоте 10 000 *гц* перекос всего лишь в 10′ вызывает дополнительный завал на 2 *дб*.

5. Потери из-за неплотного прилегания ленты к головкам. Вследствие шероховатости ленты и засасывания воздуха в промежуток лента — поверхность головок между последними образуется зазор a порядка 1 *мк*. Происходящее вследствие этого уменьшение отдачи воспроизводящей головки показано на рис. 14-10 в виде функции длины

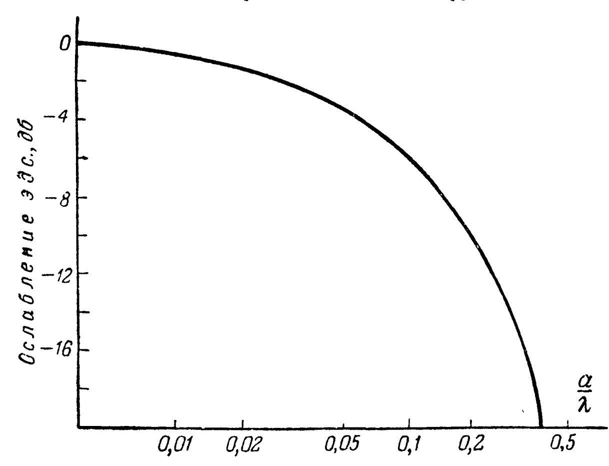


Рис. 14-10. Влияние зазора между воспроизводящей головкой и лентой на э. д. с. головки.

a — расстояние от головки до ленты; λ — длина волны записи.

волны λ. Кроме того, возникают потери при записи (примерно той же величины).

6. Дополнительные искажения на низких частотах. На частотах ниже 200—250 *гц* в ряде магнитофонов при скоростях ленты 762 и 381 *мм/сек* наблюдается волнистость частотной характеристики. Причина этих искажений — влияние экрана, окружающего воспроизводящую головку, и работа головки при больших длинах волн как однополюсной.

Для ослабления искажений следует по возможности удалять экран от головки и увеличивать размер ее полюсов в направлении движения ленты.

Коррекция частотных искажений

Ввиду большой неравномерности частотной характеристики некорректированного канала записи-воспроизведения в усилителях магнитофона прибегают к коррекции частотных искажений. Для полной коррекции частотные характеристики усилителей записи и воспроизведения в сумме должны быть обратны частотной характеристике некорректированного канала (рис. 14-11).

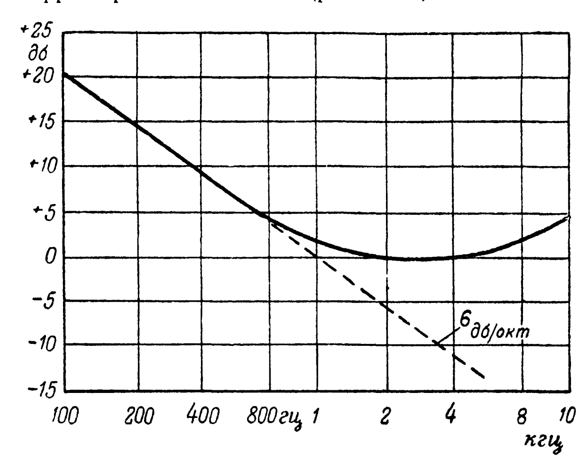


Рис. 14-11. Суммарная частотная характеристика усилителей записи и воспроизведения, необходимая для полной коррекции при скорости 190,5 *мм/сек*, ленте типа 2 и ширине щели 10 *мк*.

Распределение суммарной коррекции между коррекцией при записи и коррекцией при воспроизведении

Чтобы качество воспроизведения одной и той же записи на разных магнитофонах было по возможности одинаковым, частотные характеристики усилителей воспроизведения строго нормированы.

При идеальной головке воспроизведения (т. е. головке с неограниченно узкой рабочей щелью и без потерь энергии в материале сердечника) характеристика усилителя воспроизведения должна совпадать с характеристикой изменения полного сопротивления цепи, составленной из последовательно соединенных емкости C и сопротивления R, причем постоянная времени такой цепи ($\tau = CR$) для скоростей 762 и 381 *мм/сек* должна быть 35 *мксек*, для скорости 190,5 *мм/сек* — 100 *мксек* и для скорости 95,3 *мм/сек* — 200 *мксек* (табл. 14-2).

Таблица 14-2

Относительный ход частотной характеристики усилителя воспроизведения, *дб*

Скорость движения ленты, *мм/сек*	Постоянная времени, *мксек*	Частота, *гц*					
		50	100	500	1 000	4 000	10 000
762	35	+26	+20	+6	0	—10	—13
381	35	+26	+20	+6	0	—10	—13
190,5	100	+24	+19	+5,5	0	—4	—4
95,3	200	+21	+16	+4	0	—2	—2

Такой способ задания частотной характеристики позволяет рассчитать ее ход в любом диапазоне, пользуясь формулой

$$Z = \sqrt{\tau^2 + 25\cdot 10^9\frac{1}{f^2}},$$

где τ — постоянная времени эквивалентной цепи, *мксек*.

Подставив в формулу ряд значений f и рассчитав соответствующие им величины Z, определяют отношения их к Z на частоте 1 000 *гц* $\left(20\ \lg \frac{Z}{Z_{1000}}\right)$.

Так как применяемые воспроизводящие головки отличаются от идеальной потерями в отдаче на высоких частотах, к рассчитанным частотным характеристикам на этих частотах приходится прибавлять до 3—5 *дб*. Точное значение дополнительной коррекции зависит от скорости ленты и качества головок и определяется практически.

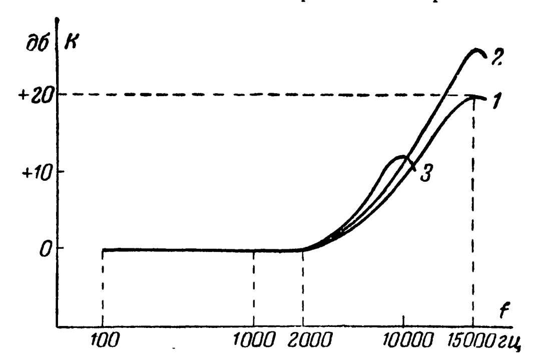


Рис. 14-12. Семейство частотных характеристик усилителя записи.

1 — скорость 762 *мм/сек*, лента типа 1, рабочая щель 20 *мк*; *2*—скорость 381 *мм/сек*, лента типа 2, рабочая щель 10 *мк*; *3* — скорость 190,5 *мм/сек*, лента типа 2, рабочая щель 7 *мк*.

Вычтя частотную характеристику усилителя воспроизведения из суммарной характеристики коррекции, определяют частотную характеристику усилителя записи. Эта характеристика, начиная с частоты 2—3 *кгц*, имеет подъем в сторону высоких частот. Во избежание превышения допустимого уровня записи на частоте максимального подъема величина его не должна быть более + 10 *дб* на 10 *кгц* и + 25 *дб* на 15 *кгц*.

На рис. 14-12 приведены характеристики усилителя записи для ряда практических случаев.

Снятие частотных характеристик усилителей записи и воспроизведения

Частотная характеристика усилителя записи показывает зависимость тока в записывающей головке от частоты при неизменной э. д. с. источника входного сигнала.

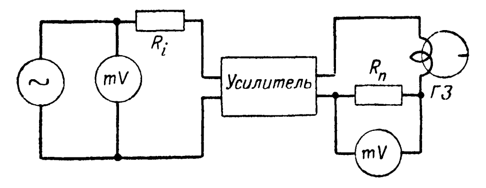


Рис. 14-13. Схема измерений для снятия частотной характеристики усилителя записи.

Сопротивление R_i — эквивалент внутреннего сопротивления источника сигнала, подключаемого к данному входу усилителя (микрофон, звукосниматель и т. п.).

Вместо непосредственного определения величины тока удобнее измерять падение напряжения на небольшом сопротивлении $R_n = 10 \div 20$ *ом*, включенном последовательно с головкой записи *ГЗ* (рис. 14-13). Величина тока (на средних частотах) устанавливается в пределах 10—20% той, которая обеспечивает максимальную намагниченность ленты.

Частотная характеристика усилителя воспроизведения представляет собой зависимость выходного напряжения от частоты при неизменной э. д. с. в цепи воспроизводящей головки *ГВ*. При снятии частотной характеристики используют одну из схем, приведенных на рис. 14-14. Величина входного напряжения подбирается так, чтобы на средних частотах напряжение на выходе усилителя равнялось 5% максимального.

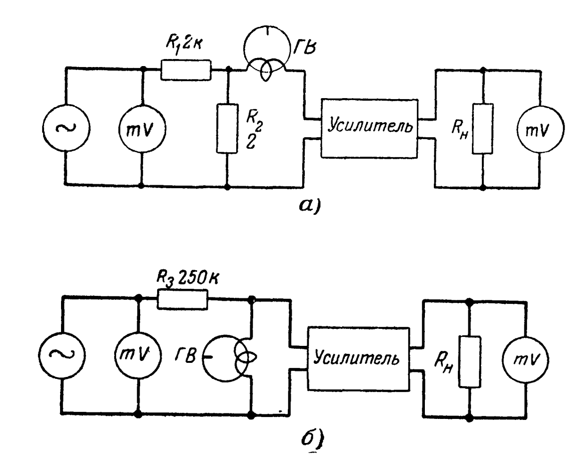


Рис. 14-14. Схемы измерений для снятия частотной характеристики усилителя воспроизведения, работающего с низкоомной (*а*) и высокоомной (*б*) головками.

Сопротивления R_1, R_2 и R_3 удобнее всего впаивать в схему непосредственно в месте установки головки на панели лентопротяжного механизма, сняв предварительно с головки экран. К характеристике, получаемой при схеме *б*, следует прибавлять характеристику, поднимающуюся в сторону низких частот на величину 6 *дб* на октаву.

14-5. МАГНИТНЫЕ ГОЛОВКИ

В зависимости от назначения магнитные головки разделяются на воспроизводящие, записывающие, стирающие и универсальные. Конструктивное различие их заключается обычно в ширине рабочей щели и заднего зазора.

Головки с большим числом витков в обмотке называются высокоомными, а с малым числом витков—низкоомными. Преимущество высокоомной воспроизводящей головки — большая э. д. с. и возможность поэтому подключать головку непосредственно к сетке лампы первого каскада усилителя. В отличие от нее низкоомная воспроизводящая головка должна включаться через трансформатор. Преимущество низкоомной головки — возможность удаления ее на 3—5 *м* от усилителя и малая склонность к микрофонному эффекту. Выбор высокоомной или низкоомной стирающей головки зависит от требований согласования ее с электрической схемой генератора.

В табл. 14-3 приведены данные наиболее употребительных магнитных головок.

Сердечники магнитных головок набираются из отдельных пластин толщиной 0,08—0,25 *мм*, изготавливаемых из пермаллоя или других высокопроницаемых сплавов. Форма пластин показана на рис. 14-15. Пластины склеиваются клеем БФ-4 в пакеты нужной ширины. Для однодорожечной записи ширина пакета обычно составляет 5—7, а для двухдорожечной — 2—2,5 *мм*. Торцы пакетов шлифуются на мелкозернистом камне; между ними закладывается немагнитная (чаще всего бронзовая) прокладка

Таблица 14-3

Данные магнитных головок с сердечником из пластин формы *1* для однодорожечной записи

Головка	Ширина рабочей щели, *мк*	Ширина заднего зазора, *мк*	Индуктивность, *мгн*	Число витков***	Э. д. с.,* *мв*	Ток записи **, *ма*	Напряжение стирания (при частоте 50 *кгц*), *в*	Оптимальное напряжение подмагничивания (для ленты типа 2 при частоте 50 *кгц*), *в*
Воспроизводящая низкоомная	10—20	0	60—80	2×300	0,6—1	—	—	—
Воспроизводящая высокоомная	10—20	0	1 000—2 000	2×1 500	3—5	—	—	—
Стирающая низкоомная	250—350	0	2—2,5	2×75	—	—	65—75	—
Стирающая высокоомная	250—350	0	7—9	2×150	—	—	100—130	—
Записывающая низкоомная	10—20	250—350	7—9	2×150	—	1,5	—	20
Универсальная	10—20	150—200	500—600	2×1 000	1,5	0,3	—	120

* На частоте 1 000 *гц* при намагниченности ленты 50 *ммкс*.
** Обеспечивающий на частоте 1 000 *гц* остаточный поток 50 *ммкс* для ленты типа 1 и 80 *ммкс* для ленты типа 2.
*** Катушки соединены во всех головках последовательно.

нужной толщины, после чего пакеты стягиваются между двумя щечками тем или иным способом.

Головка с сердечником из пластин формы 1 имеет две катушки, намотанные на съемных каркасах, а головка

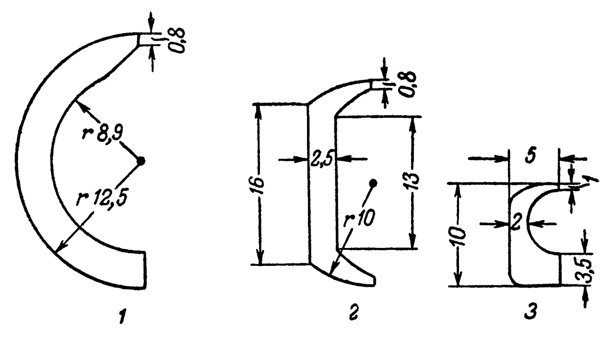


Рис. 14-15. Три наиболее употребительные формы пластин сердечника магнитной головки.

из пластин формы 3 — одну катушку. В головке из пластин формы 2 провод наматывается непосредственно на каждую из половин сердечника.

Для любительских целей интерес представляет простая в изготовлении головка, имеющая сердечник из двух пермаллоевых лепестков (рис. 14-16). Так как рабочая щель в головке образуется между боковыми плоскостями лепестков, они должны располагаться перпендикулярно направлению движения ленты.

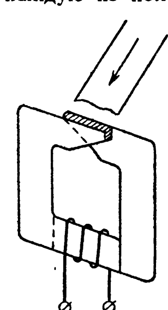


Рис. 14-16. Сердечник простой (в изготовлении) магнитной головки.

14-6. МАГНИТНАЯ ЛЕНТА

Отечественная магнитная лента изготавливается типов 1, 2 и 6. Лента типа 1 предназначена для записи при скорости движения 762 *мм/сек*, типа 2 — для записи на скоростях 381 и 190,5 *мм/сек*, типа 6 — для записи на меньших скоростях. Ленты изготавливаются как узкие (шириной 6,25 *мм*), так и широкие (35 и 17,5 *мм*) с перфорированными отверстиями (применяются главным образом в звуковом кино для синхронной записи звука). Узкая лента выпускается рулонами по 1 000 *м*, намотанными на сердечники, а также рулонами, намотанными на кассеты с различной длиной ленты (см. табл. 14-4).

Таблица 14-4

Вместимость стандартных кассет

Номер кассеты	Вместимость ленты толщиной 55 *мк*, *м*	Номер кассеты	Вместимость ленты толщиной 55 *мк*, *м*
7,5	50	18	350
10	100	22	500
13	200	25	700
15	250		

Лента на кассетах выпускается главным образом для магнитофонов широкого пользования, а лента на сердечниках применяется для магнитофонов профессионального назначения. И та и другая упаковываются в картонные коробки. На нерабочей стороне ленты (через определенные интервалы) проставляются: номер фабрики-изготовителя, тип ленты и шестизначное число (например, 560 317), первые две цифры которого (56) означают год выпуска, а остальные — номер полива (0317). Все ленты одного номера полива могут практически считаться одинаковыми по своим качественным показателям. Кроме перечисленных, изготавливаются также неперфорированные ленты шириной 12,5; 18,75; 25,4; 50 и 70 *мм*.

Данные узких лент типов 1, 2 и 6

Материалом основы ленты служит ацетилцеллюлоза; лента негорюча. Общая толщина ленты 50—60 *мк*; толщина рабочего слоя — около 10 *мк*; ширина $6{,}25^{\pm 0{,}05}$ *мм*. Раз-

рывное усилие (в среднем) 2,5 *кг*. Остаточное удлинение при растягивающем усилии 1 *кг* не более 1,5%. Рекомендуемое натяжение ленты при записи и воспроизведении 50—250 *г*, а в моменты пуска и остановки — не более 800 *г*. Электроакустические данные лент приведены в табл. 14-5.

Таблица 14-5

Электроакустические данные лент

Параметр	Ленты		
	Типа 1	Типа 2	Типа 6
Относительная чувствительность на частоте 400 *гц**, *дб*	0	+3	+9
Максимально допустимое эффективное значение остаточного магнитного потока ленты (максимальный уровень записи), *ммкс*	100	160	160
Коэффициент третьей гармоники при максимальном уровне записи, %	4	2	1,5
Относительный уровень эхо-сигнала (копир-эффект) после 10-минутного копирования, *дб*	—47	—50	—51
Напряжение (ток) подмагничивания, соответствующее наибольшей чувствительности ленты на средних частотах	U (I) **	$2U$ ($2I$)	$1{,}8U$($1{,}8I$)

* При подмагничивании, выбранном по наибольшей чувствительности.

** Зависит от данных записывающей головки.

Частотная характеристика лент типов 2 и 6 лучше, чем ленты типа 1. Это преимущество тем сильнее выражено, чем ниже рабочая скорость ленты. При скорости 190,5 *мм/сек* на частоте 10 000 *гц* лента типа 2 дает примерно на 10 *дб*, а лента типа 6 на 17 *дб* большую отдачу, чем лента типа 1, при прочих равных условиях.

Относительный уровень шума лент сильно зависит от симметричности формы поля подмагничивания. Особенно это влияние сказывается для ленты типа 2. Поэтому для нее предпочтительно применение двухтактных высокочастотных генераторов.

Отношение уровня шума полностью размагниченной ленты к допустимому максимальному уровню записи на ней примерно одинаково для всех типов лент и составляет на выходе магнитофона — 65—68 *дб* при скоростях 762 и 381 *мм/сек* и около 60 *дб* при скорости 190,5 *мм/сек* (увеличение шума объясняется большей коррекцией высоких частот в усилителе воспроизведения при этой скорости).

Выбор подмагничивания

Оптимальное подмагничивание (соответствующее наибольшей чувствительности ленты) в 2 раза больше для ленты типа 2, чем для ленты типа 1. Но и для ленты типа 1 его часто выбирают таким же, как для ленты типа 2. Работа на ленте типа 1 при удвоенном подмагничивании существенно снижает шумы ленты (особенно модуляционные), хотя и сопровождается некоторым возрастанием нелинейных искажений и ухудшением передачи высоких звуковых частот.

Для настройки удвоенного подмагничивания при ленте типа 1 во время пробной записи или при измерениях находят сначала режим работы, соответствующий максимальной отдаче ленты на средних частотах, затем измеряют вольтметром напряжение подмагничивания на головке записи, после чего регулятором подмагничивания удваивают его. Для снижения шумов подмагничивание лент типов 2 и 6 также выбирают на 30—50% бо́льшим оптимального.

При малых скоростях движения ленты для улучшения частотной характеристики целесообразно работать при подмагничивании, несколько меньшем оптимального. Для этого подмагничивание подбирают как оптимальное по отдаче на более высоких частотах (3—4 *кгц*). Дальнейшее снижение подмагничивания опасно, так как приводит к возрастанию нелинейных искажений.

Магнитные свойства лент

Рабочий слой содержит частицы магнитной окиси железа у лент типа 1 и 6 и феррита кобальта — у ленты типа 2.

Максимальная остаточная индукция $B_r = 400$ *гс* у ленты типа 1, 600 *гс* — у ленты типа 2 и 1000 *гс* — у ленты типа 6.

Коэрцитивная сила $H_c = 100$ *э* у ленты типа 1, 200 *э* у ленты типа 2 и 240 *э* у ленты типа 6.

Отечественные ленты типов 1 и 2 соответственно аналогичны лентам зарубежным (ГДР) типов С и СН.

Абразивное действие лент

Поверхность рабочего слоя лент шероховата и благодаря значительной твердости входящих в ее состав магнитных материалов оказывает сильное абразивное (шлифующее) действие на головки и другие детали магнитофона, вызывая их износ. Абразивное действие может быть значительно уменьшено, если рабочий слой предварительно отполировать.

Полировку лучше всего производить широким сапфировым резцом при скорости движения ленты до 1 *м/сек* и натяжении не более 300 *г*. Можно также полировать ленту быстро вращающимися металлическими щетками цилиндрической формы или самой лентой за счет трения рабочих слоев разных участков (рис. 14-17).

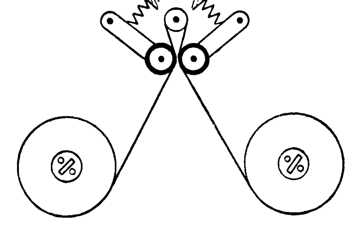


Рис. 14-17. Приспособление для полировки рабочей поверхности ленты.

Полировка улучшает частотную характеристику ленты за счет улучшения прилегания ее поверхности к магнитным головкам. Полировку рекомендуется применять при малых рабочих скоростях (9,53 *мм/сек* и ниже).

Склейка ленты

Для склейки оборвавшейся ленты или ее монтажа применяют специальный клей, состоящий из уксусной кислоты (23,5 *см*³), ацетона (63,5 *см*³) и бутилацетата (13 *см*³).

Для склейки концы лент надо аккуратно обрезать ножницами, смазать клеем, сложить и на некоторое время сжать пальцами (рис. 14-18). Чтобы при воспроизведении

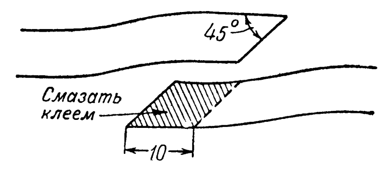


Рис. 14-18. Склейка ленты.

на склейке не прослушивался щелчок, ножницы должны быть хорошо размагничены. Склейка менее заметна на слух, если концы ленты обрезать под некоторым углом (например, 45°). Соединение концов лент можно производить также при помощи специальной липкой ленты или липкого медицинского пластыря, накладывая узкую полосу его на нерабочую сторону соединенных в стык магнитных лент.

Хранение лент

Ленты хранятся в помещении с температурой 10—20° С и относительной влажностью воздуха 60%. Очень вредно для лент продолжительное воздействие температуры свыше 30° С, поэтому их нельзя хранить около отопительных приборов и держать на солнце. От высокой температуры основа ленты высыхает, делается хрупкой и рвется. Высохшую ленту можно несколько улучшить слегка смочив водой торцы рулона за 10—15 *мин* до использования ленты.

Во избежание коробления нельзя хранить ленту в сыром помещении Ленту с записью надо оберегать от воздействия сильных магнитных полей (от мощных трансформаторов, электродвигателей и др.) Нельзя, например, класть ленту на динамический микрофон или громкоговоритель

Лента, намотанная на сердечники, должна иметь ровную неребристую поверхность иначе возможны смятия и разрывы выступающих краев

Ракордная лента

В начале и конце к ленте с записью (магнитофильму) приклеивается специальная цветная лента, называемая ракордной Она изготавливается из того же материала, что и основа магнитной ленты но в отличие от последней делается толще и прочнее.

Ракордная лента предохраняет концы магнитофильма от повреждений при пуске лентопротяжного механизма когда неизбежно возникают толчки. Она позволяет магнитофону достичь номинальной скорости к началу магнитофильма На ракордной ленте пишется название записи.

Различные цвета ракордной ленты используют для обозначения начала и конца записи а также скорости при которой она произведена.

14-7. ДРУГИЕ ВИДЫ НОСИТЕЛЕЙ МАГНИТНОЙ ЗАПИСИ

Кроме магнитной ленты, в качестве носителей магнитной записи применяются проволока, диски, листы, манжеты и барабаны.

Проволока диаметром от 30 до 80 *мм* изготавливается из специальных сортов стали или покрывается никель кобальтовым сплавом. Большим преимуществом проволочного носителя является его механическая прочность, устойчивость к климатическим воздействиям и небольшой объем, отнесенный к часу записи. Качественные показатели записи на проволоке, как правило, ниже, чем на магнитной ленте. Для записи и воспроизведения используются головки специальной конструкции. Монтаж записей на проволоке практически невозможен. Применяется проволока главным образом в малогабаритных аппаратах служебного пользования и диктофонах.

Диски изготавливаются из пластмассы, смешанной с ферромагнитным порошком. Рабочая поверхность диска содержит спиральную канавку (как в грампластинке), что позволяет легко осуществлять радиальное перемещение точечной магнитной головки, которая пишет по дну канавки. Преимущества дискового носителя: простота приводного механизма, удобство эксплуатации (например, отсутствие необходимости перематывать носитель), механическая прочность. Недостатки: низкое качество записи, достаточное лишь для речи, малое время записи (до 10 *мин*) Применяются диски в диктофонах.

Лист аналогичен по устройству магнитной ленте и имеет габариты нормального писчего листа бумаги Запись на листе производится строчками, расположенными перпендикулярно к направлению движения. Система головок, движущихся в одном или в переменных направлениях, обеспечивает непрерывность записи. Для привода листа на его краях иногда делают перфорационные отверстия. Преимущество листа — удобство хранения и пересылки по почте. Недостаток — ограниченное время и низкое качество записи. Применяется в диктофонах.

Манжета представляет собой соединенный в кольцо лист. Запись наносится на поверхность в виде непрерывной дорожки. Для этого при вращении манжеты за каждый ее оборот магнитная головка автоматически перемещается на расстояние, равное шагу записи. По сравнению с листом манжета обладает большим временем записи и требует более простого движущего механизма. В то же время манжета менее удобна для хранения и пересылки. В месте стыка манжеты возникают искажения записи, вполне, однако, допустимые для речи. Манжеты применяются главным образом в диктофонах.

Барабан выполняется из немагнитного материала, на поверхность которого наносится ферромагнитный порошок. Он используется для непродолжительной многодорожечной записи или записи, рассчитанной на кратковременное хранение (например, в линиях задержки, запоминающих устройствах). Чтобы избежать стирания магнитного покрытия, головки устанавливают с зазором (10—50 *мк*). Сокращение зазора ограничивается неизбежным эксцентриситетом барабана и возникающей вследствие этого амплитудной модуляцией записанного сигнала. Чтобы компенсировать ухудшение частотной характеристики из-за наличия зазора, линейную скорость на поверхности барабана доводят до 100 *м/сек*. В ряде случаев поверхность барабана обтягивают специальной резиной, содержащей в своем составе в качестве наполнителя ферромагнитный порошок. Запись на магнитной резине производится без зазора (контактным путем).

14-8. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ СХЕМЫ МАГНИТОФОНОВ

Низкочастотная и высокочастотная части магнитофона осуществляются чаще всего по одной из следующих четырех схем.

Схема 1 (рис. 14-19) наиболее сложна, но зато и наиболее совершенна, так как позволяет вести контроль записи, одновременно воспроизводя ее. Она состоит из отдельных усилителей записи *УЗ* и воспроизведения *УВ* и оконечного усилителя или оконечного каскада *ОК*.

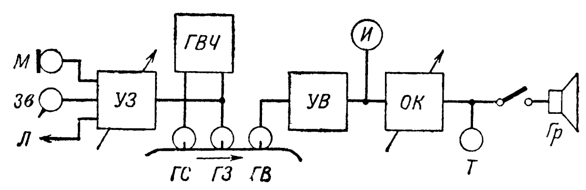


Рис. 14-19. Схема 1.

Усилитель записи имеет три входа, рассчитанных на подключение микрофона *М*, линии *Л* с напряжением порядка 3—7 *в* (от радиотрансляционной линии или приемника) и звукоснимателя *Зв*. Выравнивание уровней этих трех возможных источников производят или простым делителем на входе усилителя, или подключением их к разным его каскадам. Усиление плавно изменяется регулятором уровня записи.

Генератор высокой частоты *ГВЧ* служит для стирания и подмагничивания ленты. Индикатор уровня *И* подключен на выход усилителя воспроизведения, поэтому регулировка громкости потенциометром на входе оконечного каскада не влияет на показания индикатора.

При записи с микрофона, расположенного вблизи магнитофона, во избежание акустической обратной связи громкоговоритель *Гр* отключается и слуховой контроль ведется на головные телефоны *Т*.

Схема 2 (рис. 14-20) наиболее проста для магнитофонов-приставок, работающих совместно с радиоприемником.

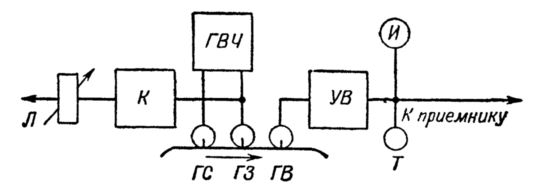


Рис. 14-20. Схема 2.

Запись можно производить от радиотрансляционной линии или с выхода приемника (запись с микрофона невозможна), откуда сигнал через цепь частотной коррекции *К* поступает на головку записи. Усилитель воспроизведения *УВ* служит для предварительного усиления сигнала, воспроизводимого головкой с ленты, и его коррекции. С выхода усилителя напряжение поступает на гнезда звукоснимателя радиоприемника.

Схема 3 (рис. 14-21) является вариантом предыдущей схемы. В ней вместо отдельных головок записи и воспроизведения используется одна универсальная головка *ГУ*.

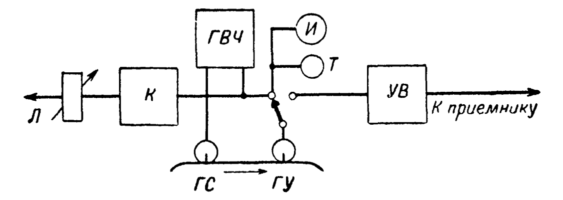


Рис. 14-21. Схема 3.

При записи эта головка подключается к выходу корректирующей цепи *К*, а при воспроизведении — на вход усилителя *УВ*.

Схема 4 (рис. 14-22) наиболее часто встречается в магнитофонах для домашнего пользования. Общий универсальный усилитель *УУ* имеет чувствительность по входу, достаточную для целей воспроизведения, и выходную мощность, достаточную для работы громкоговорителя.

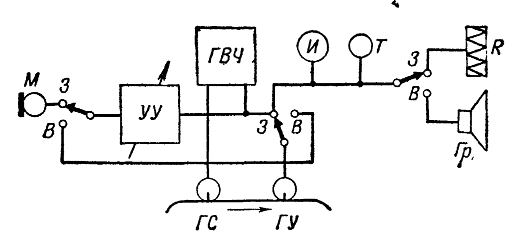


Рис. 14-22 Схема 4.

При переходе с воспроизведения (*В*) на запись (*З*) осуществляется необходимая коммутация на входе и выходе усилителя, перестраиваются корректирующие цепи для изменения частотной характеристики и включается высокочастотный генератор *ГВЧ*.

Иногда используют вариант этой схемы, в котором выходная лампа работает то как оконечный усилитель (при воспроизведении), то как высокочастотный генератор (при записи). Этим достигается некоторая экономия питания по сравнению со схемой, имеющей отдельную лампу для высокочастотного генератора, сокращается число ламп и уменьшаются габариты магнитофона.

Схема высокочастотного генератора

Генератор (80 *кгц*) для стирания и подмагничивания ленты собран на двойном триоде (6Н1П или 6Н8С). Катушка контура намотана на четырехсекционном каркасе из текстолита или электрокартона и помещена в карбонильный сердечник СБ-4а (рис. 14-23)

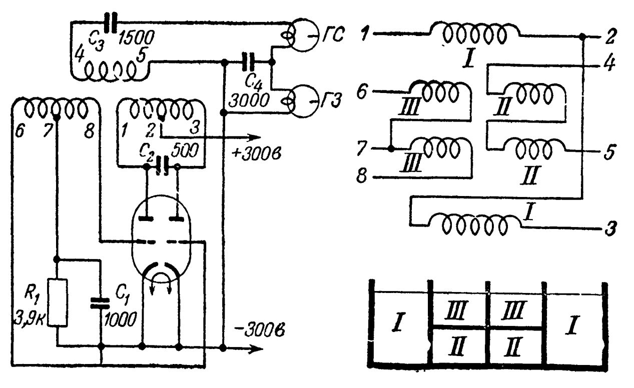


Рис. 14-23. Схема высокочастотного генератора, расположение обмоток катушки и схема соединения обмоток. Обмотка *I* (7,75 *мгн* с сердечником) состоит из 2 × 220 витков провода ПЭЛ 0,15; обмотка *II* — из 120 витков ПЭЛ 0,25 и обмотка *III* — из 2 × 50 витков ПЭЛ 0,15.

При нагрузке на высокоомную головку стирания генератор развивает напряжение около 150 *в*. Напряжение подмагничивания снимается с конденсатора C_4 по схеме параллельного питания. Усилитель записи подключается в этом случае через фильтр-пробку (рис. 14-24).

При универсальной головке фильтр-пробку можно заменить сопротивлением 10—20 *ком* или применить последовательную схему питания (рис. 14-25).

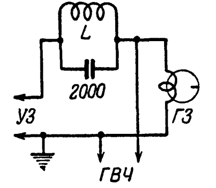


Рис. 14-24. Схема параллельного питания записывающей головки. Катушка L_1, содержащая 280 витков провода ПЭЛ 0,2, помещена в карбонильный сердечник типа СБ-3а.

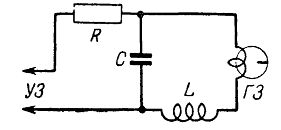


Рис. 14-25. Схема последовательного питания записывающей головки.

L — катушка связи с высокочастотным генератором.

При универсальной головке напряжение на конденсаторе C_4 (рис. 14-23) недостаточно для подмагничивания, и его нужно снимать через разделительный конденсатор с выводов *4* и *5* катушки генератора. Регулировка подмагничивания производится подбором величины емкости разделительного конденсатора.

Регулировка подмагничивания

При последовательной схеме питания регулировка подмагничивания производится путем подпайки к тому или иному отводу катушки генератора (рис. 14-26).

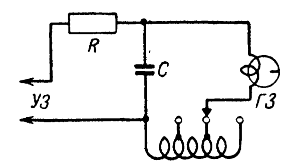


Рис. 14-26. Регулировка подмагничивания путем использования отводов на катушке связи.

При параллельной схеме, кроме этого способа, имеется возможность плавной регулировки при помощи последовательно включенного переменного сопротивления R или конденсатора C небольшой емкости (рис. 14-27). Послед-

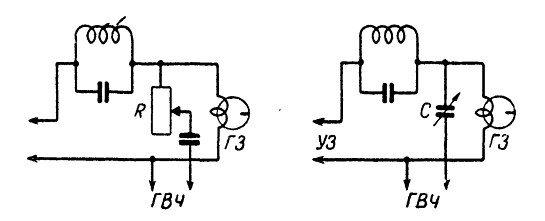


Рис. 14-27. Регулировка подмагничивания переменными сопротивлением или конденсатором.

ний вариант лучше, так как при нем мощность высокочастотного генератора не расходуется на регулировку. Величины регулирующих R и C выбираются в зависимости от электрических данных примененной головки и частоты подмагничивания.

Включение высокочастотного генератора

Во избежание остаточного намагничивания записывающей головки и возникновения по этой причине повышенного шума при записи следует включать и выключать анодное напряжение генератора при отключенной головке записи. Это достигается очередностью работы контактов в схеме (рис. 14-28). При переходе на запись сначала замы-

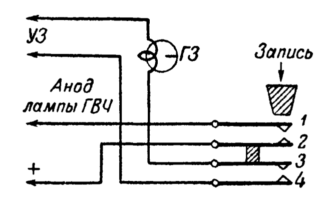


Рис. 14-28. Схема электрической коммутации магнитофона при включении записи.

каются контакты *1* и *2*, а затем *3* и *4*. При выключении записи сначала размыкаются контакты *3* и *4*, а затем *1* и *2*.

Другой способ состоит в том, что включение генератора производится путем постепенного нарастания анодного или снижения отрицательного сеточного напряжения

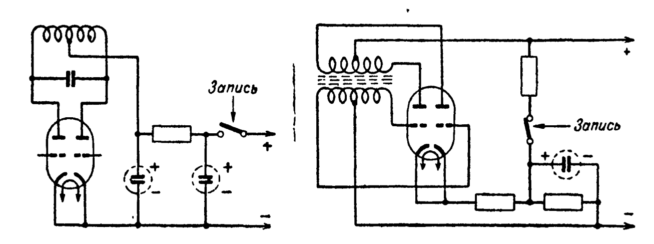


Рис. 14-29. Схемы включения высокочастотного генератора, обеспечивающие отсутствие вредного намагничивания головки записи.

за счет действия RC-фильтров с большой постоянной времени (рис. 14-29).

Схема усилителя воспроизведения

Усилитель (рис. 14-30) рассчитан на работу с высокоомной воспроизводящей головкой. Он содержит две лампы

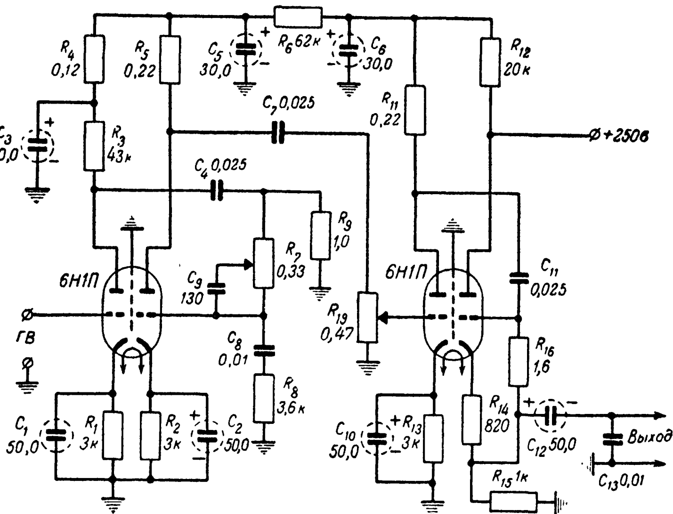


Рис. 14-30. Схема усилителя воспроизведения.

типа 6Н1П. Питание нитей накала ламп для снижения фона лучше производить выпрямленным током от селенового выпрямителя. В этом случае нити обеих ламп целесообразно включать последовательно. Цепь RC между первым и вторым каскадами обеспечивает необходимую частотную характеристику усилителя.

Данные, приведенные на схеме, соответствуют скорости 762 и 381 *мм/сек*. Для скорости 190,5 *мм/сек* сопротивление R_8 следует увеличить до 12 *ком*, а для скорости 95,3 *мм/сек* — до 24 *ком*.

В схеме предусмотрены регулятор коррекции R_7 и регулятор усиления R_{19}. Допуская некоторое усложнение настройки, можно для упрощения конструкции регулятора коррекции не ставить, заменив его постоянным сопротивлением той же величины. Регулировка частотной характеристики при этом осуществляется подбором емкости конденсатора C_9.

Регулятор усиления служит для установки правильного показания индикатора уровня во время регулировки по контрольной ленте. Его для упрощения также можно заменить делителем из двух сопротивлений, одно из которых подбирается.

При скоростях движения ленты 19 *см/сек* и меньше для получения более благоприятной формы частотной характеристики рекомендуется между сопротивлением R_8 и землей включать LC-контур, настроенный на верхнюю рабочую частоту. Конденсатор C_9 из схемы исключается и регулировка коррекции производится подбором сопротивления, шунтирующего LC-контур.

Выходной каскад с целью понижения выходного сопротивления собран по схеме катодного повторителя. Это позволяет подключать на выход сравнительно низкоомные телефонные трубки (для контроля) и стрелочный индикатор уровня. Если в магнитофоне имеется оконечный усилитель, на выходе которого может производиться слуховой контроль, а в качестве индикатора уровня применена лампа типа 6Е5С, то необходимость в катодном повторителе отпадает. Выходной каскад целесообразнее тогда собрать по обычной схеме с нагрузочным сопротивлением в анодной цепи.

Схема усилителя записи

Первый каскад усилителя (рис. 14-31) рассчитан на подключение микрофона типа МД-41. Граммофонный звукосниматель, а также радиотрансляционная линия

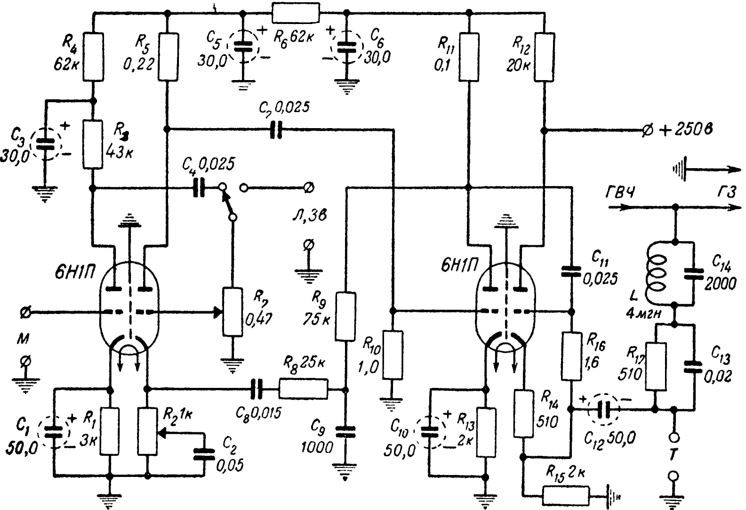


Рис. 14-31. Схема усилителя записи.

и приемник подключаются на вход второго каскада. Коррекция частотной характеристики осуществляется за счет частотно-зависимой обратной связи, охватывающей второй и третий каскады усилителя.

Плавный регулятор коррекции R_2 может быть заменен постоянным сопротивлением той же величины. Подбирая емкость конденсатора C_2 и величину сопротивления обратной связи R_9, можно изменять величину подъема характеристики на верхних частотах.

Выход усилителя рассчитан на подключение низкоомной записывающей головки при параллельной схеме питания.

Схема универсального усилителя

Универсальный усилитель по схеме, приведенной на рис. 14-32, используется в магнитофоне «Эльфа». Усилитель содержит четыре каскада и работает то как усилитель записи, то как усилитель воспроизведения. Переход с одного вида работы на другой производится многоконтактным переключателем. При этом изменяется частотная характеристика усилителя, а универсальная головка подключается то к его входу, то к выходу. На одном из триодов лампы типа 6Н1П собран высокочастотный генератор, включаемый при записи.

Входной трансформатор

В приведенных выше схемах высокоомный микрофон и высокоомная воспроизводящая головка могут быть заменены на низкоомные, если последние включать через повышающий трансформатор (1 : 15). Трансформатор собирается на сердечнике из пермаллоевых пластин типа Ш-6 при наборе 9 *мм*. Первичная его обмотка состоит из 314 витков провода ПЭЛ 0,1, а вторичная — из 4 710 витков ПЭЛ 0,05. Между обмотками прокладывается статический экран в виде незамкнутого витка тонкой фольги, который соединяется по схеме с проводом нулевого потенциала.

Схема корректора для записи с трансляционной линии или радиоприемника

При записи с линии или от радиоприемника с выходным напряжением не менее 6 *в* можно обойтись без усилителя записи, питая головку током низкой частоты через частотный RC-корректор по схеме, приведенной на рис. 14-33.

Здесь

$$R_{к} = \frac{u_{вых}}{i},$$

где i — ток записи (см. табл. 14-3).

Конденсатор $C_к$ подбирается в зависимости от индуктивности головки и требуемой характеристики записи.

Схемы индикатора уровня записи

Согласно ГОСТ 08088 все магнитофоны, работающие без внешних устройств измерения уровня записи и не имеющие устройств автоматического поддержания указанного уровня, должны быть снабжены индикатором уровня записи. Применяются индикаторы трех видов: 1) стрелочные, состоящие из чувствительного микроамперметра постоянного тока и полупроводникового выпрямителя (рис. 14-34); 2) электронно-лучевые, использующие широкоизвестные индикаторы настройки радиоприемников (рис. 14-35); 3) газосветные с неоновой лампой (рис. 14-36).

Наиболее удобен при записи стрелочный индикатор. Наименее удобен, хотя и очень прост в изготовлении индикатор с неоновой лампой. Последняя в моменты вспышки нагружает выходной каскад магнитофона и вызывает поэтому увеличение нелинейных искажений.

Применение транзисторов в магнитофонах

Усилители и генератор в магнитофонах могут быть построены на транзисторах. Преимуществами их по сравнению с усилителями и генераторами на электронных лампах являются экономичность электропитания, отсутствие микрофонного эффекта, малые габариты и вес и больший срок службы. К недостаткам схем на транзисторах следует отнести повышенный относительный уровень шума усилителя и некоторую зависимость параметров от окружающей температуры. Из сопоставления этих свойств можно заключить, что транзисторы в настоящее время целесообразно использовать в малогабаритных, переносных магнитофонах с автономным электропитанием, а также в диктофонах.



Род работы	Контакты												
	1–2	1–3	4–5	4–6	7–8	7–9	10–11	10–12	13–14	13–15	16–17	16–18	⏚–6
Перемотка назад	●		●		●		●		●		●		●
Стоп	●		●		●		●		●			●	●
Перемотка вперед	●		●		●		●		●		●		●
Воспроизведение		●		●		●	●			●	●		
Запись	●		●		●			●	●		●		●

Рис. 14-32. Схема магнитофона «Эльфа-10».

Рис. 14-33. Схема корректора для записи с трансляционной линии или от радиоприемника.

Рис. 14-34. Схема стрелочного индикатора уровня. Сопротивления, отмеченные знаком *, подбираются при регулировке.

Рис. 14-35. Схема электронно-лучевого индикатора. Сопротивления, отмеченные знаком *, подбираются при регулировке.

Рис. 14-36. Схема индикатора с неоновой лампой.

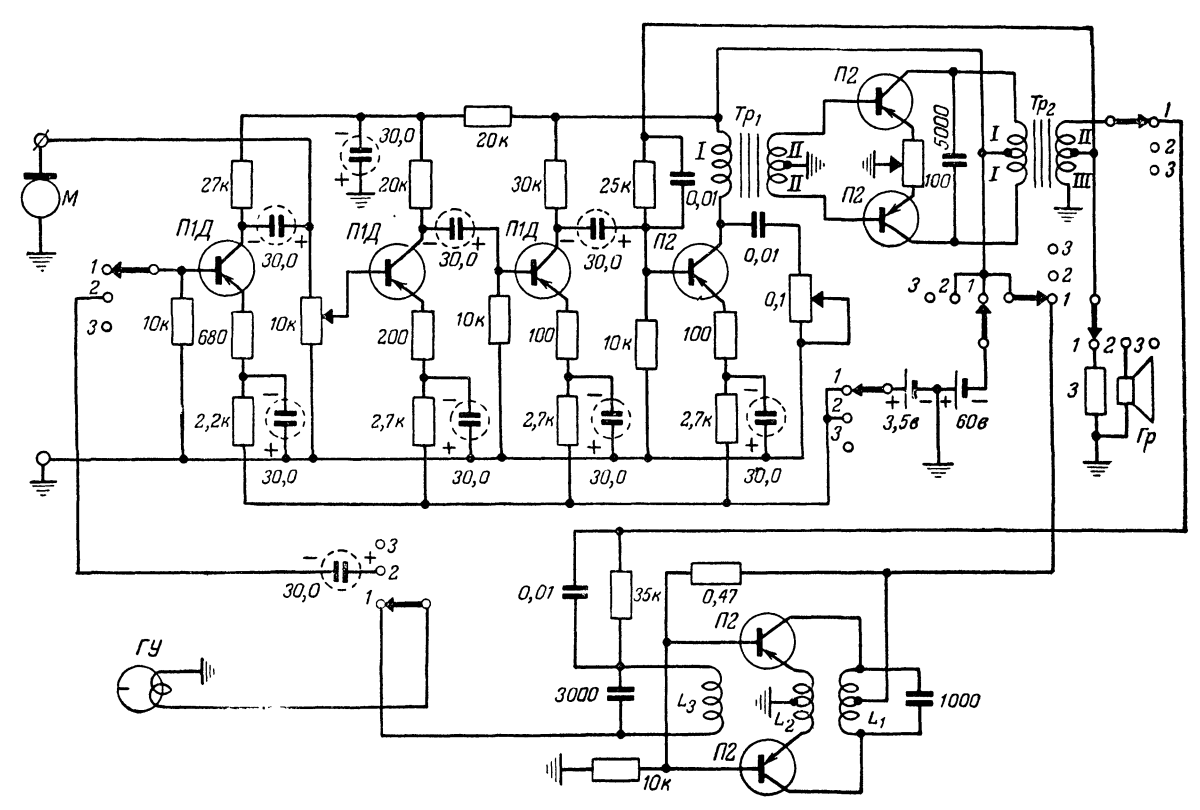


Рис. 14-37. Схема магнитофона на транзисторах.

Положения переключателя: *1* — запись; *2* — воспроизведение; *3* — выключено.

На рис. 14-37 приведена схема магнитофона на транзисторах, рассчитанного на скорость движения ленты 9,5 *см/сек*. Ввиду маломощности генератора стирание старых записей должно осуществляться путем предварительного размагничивания ленты. Частота генератора равна 30 *кгц*. Выходная мощность усилителя 0,25 *вт*

Трансформатор $Тр_1$ собран на сердечнике из пластин Ш6×12 с зазором 0,1 *мм*. Обмотка *I* состоит из 4 600 витков провода ПЭЛ 0,06, а обмотка *II* из 2 × 500 витков ПЭЛ 0,1.

Трансформатор $Тр_2$ имеет сердечник из пластин Ш9 × 16. Обмотка *I* состоит из 2 × 300 витков ПЭЛ 0,12, а обмотка *II* — из 80 витков ПЭЛ 0,51 (для громкоговорителя сопротивление 3 *ом*) и обмотка *III* — из 600 витков ПЭЛ 0,24 (для головки).

Катушки генератора выполнены на сердечнике типа СБ-4а Катушка L_1 состоит из 2 × 3 000, L_2 — из 2 × 15 и L_3 — из 550 витков провода ПЭЛ 0,12.

Комплект батарей типов БАС-Г-60 и КБС-Л-0,5 обеспечивает работу магнитофона в течение 100 *ч*.

14-9. ЛЕНТОПРОТЯЖНЫЕ МЕХАНИЗМЫ

Лентопротяжный механизм аппарата магнитной записи выполняет следующие две основные функции: 1) рабочее движение ленты при записи и воспроизведении с одной, двумя или тремя (по выбору) скоростями; 2) ускоренную перемотку ленты в обоих направлениях.

Осуществление рабочего движения связано с решением трех задач· 1) протягивание ленты ведущим узлом; 2) наматывание ленты на приемную бобину и подтормаживание ленты со стороны подающей бобины, необходимое для обеспечения хорошего прилегания ленты к головкам; 3) устранение раскручивания подающей бобины.

Осуществление ускоренной перемотки требует создания достаточного момента вращения на той бобине, на которую производится перемотка, и подтормаживания со стороны той бобины, с которой лента сматывается. В некоторых случаях предъявляется требование отводить ленту от головок при перемотке, чтобы уменьшить их износ.

Выключение механизма с целью прекращения рабочего движения ленты или ускоренной перемотки должно сопровождаться торможением надлежащих узлов с тем, чтобы сократить время движения ленты по инерции, а также предотвратить набегание петель и обрыв ленты.

Ведущий узел

Наиболее простой является конструкция ведущего узла, показанная на рис. 14-38. На ось двигателя наде-

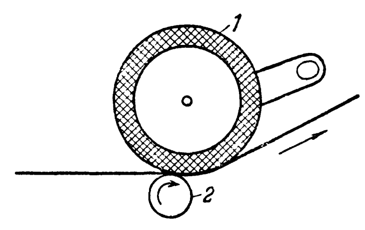


Рис. 14-38. Ведущий узел.

1 — обрезиненный прижимный ролик; *2* — ведущий ролик.

вается ведущий ролик такого диаметра, чтобы окружная скорость его равнялась рабочей скорости ленты. Последняя прижимается к ведущему ролику свободно вращающимся обрезиненным роликом. Так как сцепление ленты с резиной больше, чем с металлом, то вращение передается от ведущего ролика к прижимному, и уже последний ведет за собой ленту. Поэтому точное значение скорости ленты несколько больше окружной скорости ведущего ролика и определяется по формуле, приведенной в § 14-11 (стр. 287).

В качестве двигателя в ведущем узле используют чаще всего синхронно-реактивные однофазные электродвигатели или асинхронные однофазные электродвигатели с конденсаторным пуском (табл. 14-6). При необходимости иметь две или три рабочие скорости ленты применяют двух- или трехскоростные электродвигатели.

Рассмотренная конструкция ведущего узла отличается простотой и достаточно большим постоянством скорости ленты, но вместе с тем обладает двумя недостатками:

1. Всякие периодические колебания скорости двигателя и его вибрация с частотами, кратными частоте электросети, непосредственно передаются ленте, вызывая соответствующие колебания ее скорости.

2. При большой скорости двигателя в данной конструкции невозможно получить малые скорости ленты так как для этого потребовался бы ведущий ролик неосуществимо малого диаметра.

Первый из указанных недостатков может быть устранен добавлением в ведущий узел механического фильтра (рис. 14-39). Благодаря упругости соединения двигателя с маховиком и инерционности последнего осуществляется фильтрация различного рода колебаний, возникающих в электродвигателе.

Второй недостаток устраняется введением механической передачи от двигателя к ведущему ролику с помощью бесконечного бесшовного ремня или обрезиненного паразитного ролика (рис. 14-40). Осуществив такую передачу между ступенчатыми шкивами, можно получить несколько скоростей ленты путем переброски ремня или

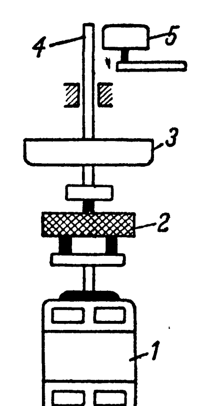


Рис. 14-39. Механический фильтр в ведущем узле.

1 — двигатель; *2* — резиновая прокладка; *3* — маховик; *4* — ведущий вал; *5* — прижимный ролик.

Таблица 14-6

Однофазные электродвигатели, применяемые в магнитофонах

Марка	Система	Напряжение питания, *в*	Мощность на валу, *вт*	Потребляемая мощность, *вт*	Скорость вращения, *об/мин*	Пусковой момент, *г·см*	Емкость внешнего конденсатора, *мкф*	Внешнее сопротивление, *ом*	Вес, *кг*	Диаметр, *мм*	Высота (без вылета вала), *мм*	Назначение
ДВС-У1	Синхронно-реактивный	220	15	78	1 500	800	2,5	500	4,2	110	132	Ведущий в трехмоторном механизме
ДВА-У3	Асинхронный	220	30	90	1 430	2 000	2,5	500	4,2	110	132	Ведущий и перематывающий в одномоторном механизме
ДВА-У4	»	220	6	37	610	1 100	1,25	500	4,2	110	132	То же
ДПА-У2	»	220[1]	—	61	0—1 300	2 000	1,5	250	3	110	112	Перематывающий в трехмоторном механизме
ДАГ-1	»	127 и 220[2]	2	14	1 200	70	—	—	1,4	100	70	Ведущий и перематывающий в одномоторном механизме с длиной ленты до 350 *м*
ДПА-010/5-4[3]	»	220[1]	—	100	0—1 430	3 000	1,5	250	5,8	126	210	Перематывающий
ДВС-010/5-4[3]	Синхронно-реактивный	220	15	78	1 500	800	3	500	6,6	126	210	Ведущий
АД-2[4]	Асинхронный	127	5	25	1 480	—	2,5	250	—	100	70	Ведущий и перематывающий в одномоторном механизме с длиной ленты до 500 *м*
ДВД-1Р[3]	Синхронно-реактивный	220	15/7,5	90	1 500/750	1 500	2,75	250	7	135	210	Ведущий в двухскоростных магнитофонах

[1] В режиме подмотки и электрического торможения напряжение снижается до 80 — 140 *в*.
[2] При 220 *в* обе катушки статора включаются последовательно.
[3] Применяется главным образом в профессиональной аппаратуре; снабжен тормозным устройством.
[4] Электродвигатель от магнитофона «Яуза».

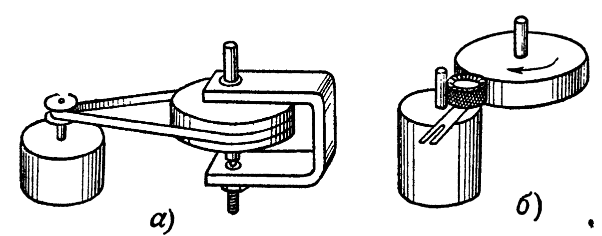


Рис. 14-40. Ведущий узел с механической передачей.
а — передача бесконечным ремнем; б — передача паразитным роликом.

перемещения паразитного ролика. Зубчатые и червячные передачи в ведущем узле, как правило, не применяются из-за возникающих в них толчков.

Следующая конструкция ведущего узла отличается от рассмотренных тем, что лента прижимается к ведущему ролику в двух местах с помощью двух обрезиненных роликов, образуя при этом петлю, на которой располагаются головки (рис. 14-41). Преимуществом такой кон-

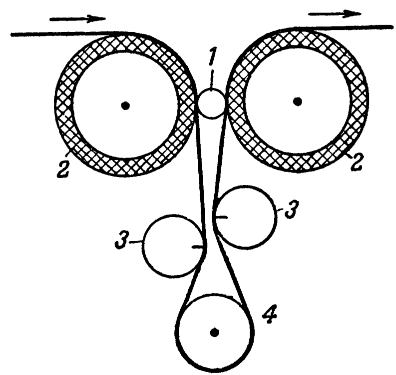


Рис. 14-41. Ведущий узел с двумя прижимными роликами.

1 — ведущий ролик; 2 — прижимный ролик; 3 — магнитная головка; 4 — обводной ролик.

струкции является хорошая фильтрация толчков и колебаний, возникающих не только на стороне приемной, но и подающей бобины. Благодаря равенству давления, оказываемого обоими прижимными роликами на ведущий, последний не испытывает радиальной нагрузки, что уменьшает потери на трение и износ подшипников на оси ведущего ролика. Конструкция с двумя прижимными роликами применяется в аппаратах точной магнитной записи, используемых для различного рода измерений и исследований.

В простейших магнитофонах иногда используют ведущий узел, показанный на рис. 14-42. В нем лента огибает

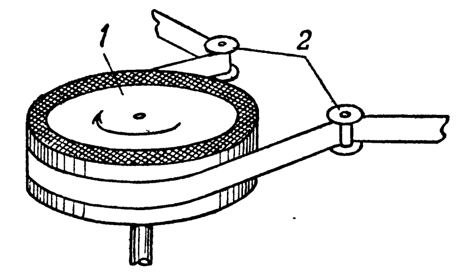


Рис. 14-42. Простейший ведущий узел.
1 — обрезиненный ведущий ролик; 2 — направляющий ролик.

ведущий обрезиненный ролик и за счет хорошего сцепления с резиной и большого угла огибания приводится в движение со скоростью, равной окружной скорости ролика. Неизбежные при этом деформация резины и проскальзывание ленты вызывают непостоянство скорости последней до 2—3%.

Приемная бобина

Одним из способов сматывания ленты на приемную бобину является установка на оси бобины отдельного двигателя, число оборотов которого может автоматически изменяться в широких пределах.

Для стабилизации работы ведущего узла желательно сохранять постоянным натяжение ленты, уходящей от ведущего узла к приемной бобине. Это условие выполняется, если скоростная характеристика момента двигателя имеет форму гиперболы. Кроме того двигатель должен достаточно быстро запускаться, чтобы при включении механизма не возникала петля ленты. Указанным требованиям отвечают асинхронные электродвигатели с чугунным ротором, данные которых приведены в табл. 14-6.

Для вращения приемной бобины можно использовать и двигатель с жесткой характеристикой, включая его через фрикционную муфту, обеспечивающую изменение числа оборотов бобины в необходимых пределах. В частности, таким путем можно осуществить привод от двигателя ведущего узла, что используется в магнитофонах широкого пользования, где для удешевления и облегчения применяют только один двигатель. Передача вращения от этого двигателя к фрикциону приемной бобины производится бесконечным ремнем и реже паразитным роликом.

При ускоренных перемотках на электродвигатель приемной бобины подают или максимальное напряжение (когда перемотка осуществляется на нее), или небольшое подтормаживающее напряжение, когда лента перематывается на подающую бобину. При использовании на приемной бобине фрикционной муфты необходимое при сматывании с нее ленты подтормаживание обеспечивается за счет трения во фрикционе, а для ускоренной перемотки ленты на бобину увеличивают тем или иным путем сцепление в муфте.

Подающая бобина

Подающая бобина может быть сконструирована так же, как и приемная, т. е. с отдельным двигателем или с приводом через фрикцион от двигателя ведущего узла. В первом случае во время рабочего движения ленты и ускоренной перемотки в прямом направлении на электродвигатель подается небольшое напряжение; электродвигатель стремится вращаться в сторону, противоположную движению ленты, чем и создает натяжение ленты на участке подающая бобина — ведущий узел. Для обратной перемотки ленты на электродвигатель подающей бобины подается максимальное напряжение. При применении фрикциона сцепление в нем регулируется в зависимости от того, какой режим работы механизма осуществляется.

Важной задачей при конструировании подающей бобины является сохранение создаваемого ею натяжения ленты в небольших пределах, так как это стабилизирует работу ведущего узла и магнитных головок. В обычных магнитофонах натяжение ленты шириной 6,25 *мм* не должно изменяться более чем от 50 до 250 *г*, а в аппаратах точной записи — от 100 до 120 *г* (при более широкой ленте натяжение пропорционально увеличивается). В первом случае достаточно применить специальный электродвигатель (см. табл. 14-6), а во втором необходимо устройство автоматической регулировки, при которой следящая система и исполнительный механизм изменяют напряжение

подтормаживания в зависимости от диаметра рулона ленты на подающей бобине.

В более простых конструкциях стабилизация натяжения достигается введением постоянного трения ленты перед головками о неподвижную направляющую. Небольшое натяжение со стороны подающей бобины и в этом случае должно быть сохранено, чтобы избежать петель ленты и толчков из-за неровности намотки рулона. Однако это натяжение может быть намного меньше того, которое создается трением.

Кинематические схемы механизмов

В зависимости от конструкции ведущего узла, приемной и подающей бобин и устройства некоторых других узлов различают несколько кинематических схем лентопротяжных механизмов. Главнейшие из них показаны на рис. 14-43 — 14-49.

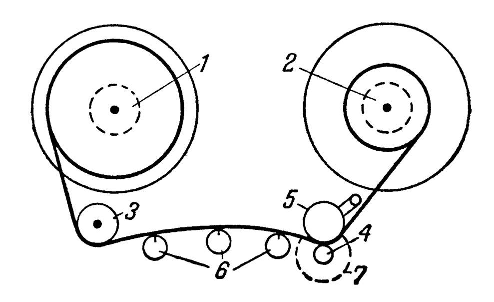


Рис. 14-43. Трехмоторная кинематическая схема.

1 — двигатель подающей бобины; *2* — двигатель приемной бобины; *3* — обводной ролик; *4* — ведущий ролик; *5* — прижимный ролик; *6* — магнитная головка; *7* — ведущий двигатель.

На рис. 14-43 изображена трехмоторная схема, применяемая в большинстве аппаратов профессионального назначения для записи на ленту шириной 6,25 *мм*.

На рис. 14-44 показана одномоторная схема с ременными передачами и фрикционами, которая применяется в магнитофонах широкого пользования.

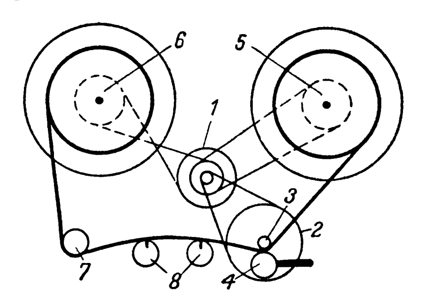


Рис. 14-44. Одномоторная кинематическая схема.

1 — двигатель; *2* — маховик ведущего ролика; *3* — ведущий ролик; *4* — прижимный ролик; *5*—фрикцион приемной бобины; *6*—фрикцион подающей бобины; *7*—обводной ролик; *8* —магнитная головка.

На рис. 14-45 показана трехмоторная схема с двумя прижимными роликами, применяемая в аппаратах для точной записи.

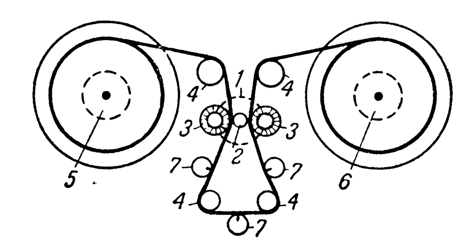


Рис. 14-45. Трехмоторная кинематическая схема с двумя прижимными роликами.

1 — ведущий двигатель; *2* — ведущий ролик; *3* — прижимный ролик; *4* — обводной ролик; *5* — двигатель подающей бобины; *6* — двигатель приемной бобины; *7* — магнитная головка.

На рис. 14-46 показана схема с двумя ведущими двигателями, постоянно вращающимися в противоположных направлениях. Включением того или иного прижимного ролика можно быстро изменять направление движения ленты, что необходимо при решении ряда задач с помощью магнитной записи.

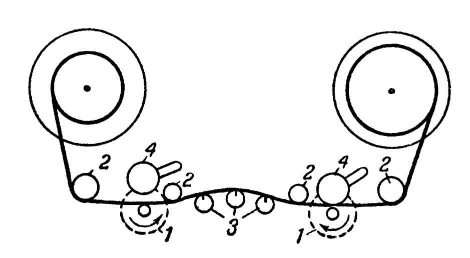


Рис. 14-46. Четырехмоторная кинематическая схема с двумя ведущими двигателями.

1 — ведущий двигатель; *2* — обводной ролик; *3* — магнитная головка; *4* — прижимный ролик.

На рис. 14-47 приведена двухмоторная схема с общим двигателем для правой и левой кассет. Эта схема используется редко.

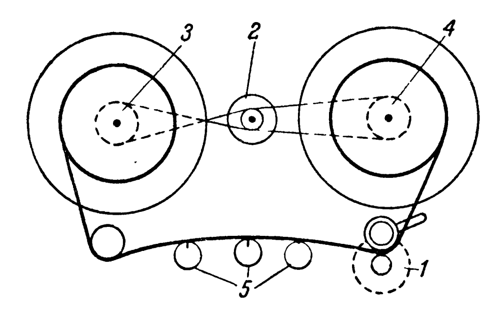


Рис. 14-47. Двухмоторная кинематическая схема. *1* — ведущий двигатель; *2* — перематывающий двигатель; *3* — фрикцион подающей бобины; *4* — фрикцион приемной бобины; *5* — магнитная головка.

На рис. 14-48 показана схема, обеспечивающая быстрый пуск и быструю остановку ленты. Чтобы преодолеть инерцию бобин, последние отделены от участка ленты, на котором расположены головки, двумя накопителями с натяжными роликами.

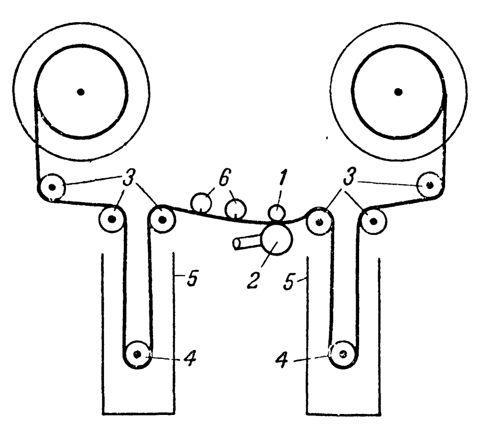


Рис. 14-48. Кинематическая схема трехмоторного механизма с малым временем пуска и остановки.

1 — ведущий ролик; *2* — прижимный ролик; *3* — обводной ролик, *4*—натяжной ролик; *5*—накопитель; *6* — магнитная головка.

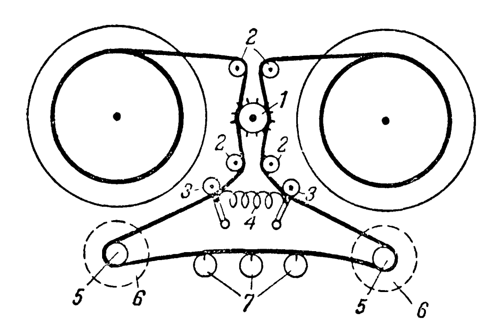


Рис. 14-49. Кинематическая схема механизма для привода перфорированной магнитной ленты.

1 — ведущий зубчатый барабан; *2* — направляющий ролик; *3* — натяжной ролик; *4* — натяжная пружина; *5* — ролик стабилизатора скорости; *6* — стабилизатор скорости (маховик); *7* — магнитная головка.

Ведущий барабан связывается с двигателем непосредственно или через зубчатую передачу. Привод правой и левой бобин осуществляется от того же двигателя через фрикционы или от индивидуальных двигателей.

На рис. 14-49 показана схема механизма для привода перфорированной ленты с помощью зубчатого ведущего барабана.

Торможение лентопротяжного механизма

При остановке движения ленты во избежание набегания петель, запутывания и обрыва ленты необходимо тор-

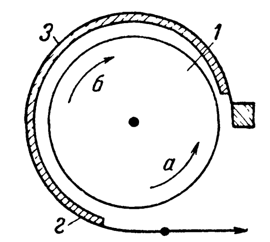


Рис. 14-50. Ленточный тормоз.

1 — тормозной шкив; *2* — тормозная лента; *3* — фетр; *а* —направление сильного торможения; *б* — направление слабого торможения.

мозить только ту бобину, с которой лента сматывалась при предшествующем движении.

Так как с каждой бобины лента может сматываться только в одном направлении, необходимо применять тормозное устройство, действующее только в этом направлении. Таким устройством является, например, ленточный тормоз (рис. 14-50).

Тормозной шкив расположен на валу бобины. Тормозится вращение только в ту сторону, в которую обернута тормозная лента вокруг шкива, так как при этом происходит самозатягивание ленты.

14-10. РАЗМАГНИЧИВАНИЕ ЛЕНТЫ И ДЕТАЛЕЙ МАГНИТОФОНА

Размагничивание ленты может производиться или в процессе записи при помощи стирающей головки, питаемой высокой частотой, или перед записью при помощи специального электромагнита, питаемого от сети переменного тока.

Для хорошего стирания (т. е. удаления старой записи) необходимо, чтобы отношение $\frac{U}{fwl}$ было не менее 0,0015 (U — напряжение на головке, *в*; f — частота генератора стирания, *кгц*; w — число витков головки; l — ширина стираемой звуковой дорожки, *мм*). Чем больше это отношение, тем лучше стирание.

Так как высокочастотный генератор в магнитофоне обычно общий (и для стирания и для подмагничивания), частота f выбирается из условий, определяемых процессом записи: $f = 5 \div 6 f_{зв}$, где $f_{зв}$ — верхняя звуковая частота рабочего диапазона данного магнитофона.

Следует иметь в виду следующие обстоятельства:

1. Свежая запись стирается легче, чем долго хранившаяся.

2. Двукратное стирание в большинстве случаев дает результат, лучший, чем однократное. На этом принципе построены двухщелевые стирающие головки, имеющие в направлении движения ленты узкую (30—50 *мк*) и широкую (200—400 *мк*) рабочие щели. При проходе ленты по такой головке она дважды подвергается стиранию.

3. Запись низких частот стирается хуже, чем средних и высоких.

4. Запись на ленте типа 2 стирается хуже, чем на ленте типа 1.

5. Частоту генератора стирания нужно выбирать минимально необходимой, исходя из приведенных выше условий; повышение частоты приводит к значительному увеличению мощности, потребляемой стирающей головкой.

6. Стирающая головка с пакетом сердечника 7 *мм* при частоте генератора 50 *кгц* потребляет мощность порядка 3 *вт*; более узкая головка (для двухдорожечной записи) потребляет пропорционально меньшую мощность.

Для уменьшения потребляемой мощности сердечник стирающей головки следует выполнять из тонких (50—80 *мк*) пластин из сплава НХС-50, обладающего малыми потерями, или прессовать сердечник из феррита.

В магнитофонах с питанием от батарей и иногда в магнитофонах-приставках к граммофонному проигрывателю с целью упрощения конструкции и экономии электропитания не применяют генератор стирания, а ленту размагничивают предварительно, перед записью, при помощи электромагнита (рис. 14-51).

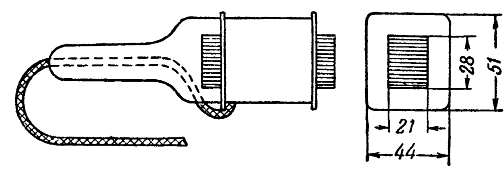


Рис. 14-51. Конструкция ручного размагничивающего электромагнита. Сердечник имеет 60 пластин толщиной 0,35 *мм*. Обмотка содержит 1680 витков провода ПЭЛ 0,38 для напряжения электросети 220 *в* или 840 витков ПЭЛ 0,47 для напряжения 110 *в*.

При пользовании электромагнитом сначала нужно включить его в сеть переменного тока на расстоянии не менее 0,5 *м* от размагничиваемого рулона ленты, затем, взяв электромагнит в руку и приблизив его вплотную к размагничиваемому рулону ленты, следует 2—3 раза медленно провести по поверхности рулона, стараясь, чтобы не осталось участков, не подвергшихся воздействию электромагнита. После этого также медленно надо удалить электромагнит и на расстоянии более 0,5 *м* выключить его. Электромагнит нельзя оставлять включенным в электросеть более 3 *мин* во избежание его перегрева.

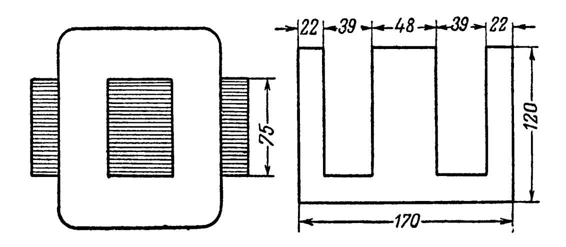


Рис. 14-52. Конструкция стационарного размагничивающего электромагнита. Сердечник собран из пластин толщиной 0,5 *мм*. Обмотка содержит 200 витков провода ПБО 2,6 для напряжения электросети 127 *в*. Потребляемая реактивная мощность — около 2 *ква*.

Таким же способом можно размагнитить сердечники магнитных головок и стальные детали магнитофона, с которыми соприкасается лента во время записи и воспроизведения. Эти детали могут случайно (например, от прикосновения отверткой или ножницами) намагнититься и испортить воспроизводимый магнитофильм (появляются шум и трески). Во избежание этого рекомендуется раз в 1—2 месяца производить их профилактическое размагничивание. Во время размагничивания магнитофон должен быть выключен.

Размагнитить рулон ленты диаметром более 130—150 *мм* небольшим ручным электромагнитом довольно трудно (остаются неразмагниченные участки). Большие рулоны нужно размагничивать более мощным (стационарным) электромагнитом (рис. 14-52).

Размагнитить ленту в процессе записи можно также специальной так называемой гребенчатой головкой (рис. 14-53), у которой благодаря чередованию разноимен-

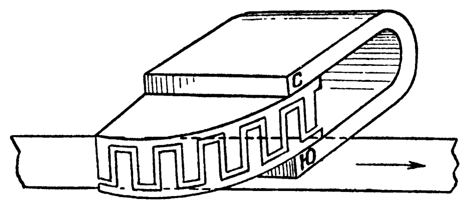


Рис. 14-53. Гребенчатая стирающая головка.

ных полюсов магнитное поле, действующее на ленту, несколько раз изменяет свое направление, с каждым разом становясь все слабее. Такое поле сходно с полем стирающей головки, питаемой высокой частотой, поэтому гребенчатая головка размагничивает ленту.

Источником магнитного потока в гребенчатой головке может быть электромагнит, питаемый постоянным током, или постоянный магнит. Последний выгоден с точки зрения экономии электроэнергии, но требует обязательного отвода ленты от головки во всех случаях, кроме записи. По качеству стирания гребенчатая головка уступает обычной, питаемой высокой частотой, поэтому ее применяют лишь в аппаратах для речевых записей (диктофонах).

14-11. СВЕДЕНИЯ ДЛЯ КОНСТРУКТОРА МАГНИТОФОНА

1 Рассчитать радиус рулона ленты r (*см*), обеспечивающего запись в течение времени t (*сек*) при скорости движения v (*см/сек*), можно по формуле

$$r = \sqrt{r_0^2 + tv\frac{d}{\pi}},$$

где r_0 — начальный радиус намотки рулона, *см*;
d — толщина ленты, *см*.

2. Измерить натяжение ленты во время ее движения в магнитофоне можно при помощи градуированного пружинного динамометра (рис. 14-54). Лента перекидывается

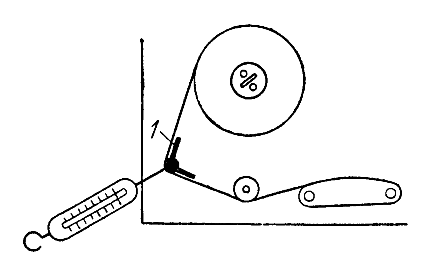


Рис. 14-54. Динамометр для измерения натяжения ленты в магнитофоне.

1 — указатели правильного направления ленты.

через ролик, укрепленный на тяге динамометра, и последний оттягивается рукой настолько, чтобы направление ленты совпадало с двумя указателями, после чего по шкале производится отсчет. Градуировка прибора осуществляется при помощи набора гирь (рис. 14-55).

Обычно в магнитофонах, в подающей ветви (до ведущего узла) натяжение не остается постоянным и зависит от диаметра сматываемого рулона. Минимальная величина не должна быть ниже 50, а максимальная выше 250 *г*. Оба значения зависят от угла огибания головок лентой: чем больше угол огибания, тем меньшее натяжение можно допустить. Если лента в магнитофоне прижимается фетровой подушкой или валиком к поверхности головок, натяжение в подающей ветви может отсутствовать.

Рис. 14-55. Градуировка динамометра для измерения натяжения ленты.

1 — нить; *2* — вспомогательный обводной ролик; *3* — гиря.

3. Для любительской звукозаписи наиболее пригоден электродинамический микрофон типа МД-41. Внутри микрофона расположен тороидальный трансформатор с большим коэффициентом повышения, благодаря чему микрофон развивает большую э. д. с. Сопротивление нагрузки микрофона должно быть не менее 0,5 *Мом*.

Чувствительность микрофона (при нагрузке 0,5 *Мом*) составляет не менее 3 *мв/бар*. Частотная характеристика 1 000—5 000 *гц* имеет неравномерность в пределах 6 *дб*, а от 1 000 *гц* в сторону низких частот она равномерно снижается, достигая завала —20 *дб* на 100 *гц*.

4. Диаметр D (*мм*) ведущего ролика рассчитывают по формуле

$$D = \frac{60}{\pi} \cdot \frac{v}{n} - d,$$

где v — скорость ленты, *мм/сек*;
n — число оборотов ведущего ролика в минуту;
d — толщина ленты, *мм*.

5. Помехоустойчивый кабель для монтажа в магнитофоне микрофонных цепей и линии от воспроизводящей головки можно изготовить следующим образом: два тонких многожильных провода в шелковой изоляции (например, МГШД 7×0,1) перевиваются возможно чаще, на них надевается хлорвиниловая трубка и поверх нее — металлическая оплетка (чулок).

6. Угол огибания головок лентой должен выбираться в пределах 165—170°.

14-12. СОВЕТЫ ПО ЗАПИСИ НА МАГНИТОФОНЕ

1. При записи в шумном помещении микрофон следует располагать возможно ближе к источнику звука.

2. При приближении микрофона к источнику звука запись получается более глухой, а при удалении — более гулкой (с бо́льшей реверберацией).

3. При записи в больших незаглушенных помещениях для улучшения разборчивости речи надо держать микрофон ближе к говорящему или натягивать позади микрофона плотную ткань (например, одеяло).

4. При записи на открытом воздухе надо оберегать микрофон от прямого действия ветра. Для этого можно надеть на микрофон короткий (15—20 *см*) рупор из плотной бумаги.

5. При записи группы исполнителей (3—5 чел.) микрофон можно подвешивать в центре группы над исполнителями на высоте 2—2,5 *м* от пола.

6. Запись хора следует производить с малым уровнем во избежание комбинационных искажений.

7. При перезаписи граммофонной пластинки нужно предварительно при пробном прослушивании выбрать по индикатору магнитофона правильный уровень записи и в дальнейшем при перезаписи не изменять положения регулятора уровня.

8. Для комбинированной записи с микрофона в сопровождении воспроизведения граммофонной пластинки или радиоприемника можно использовать простую схему совместного включения микрофона и звукоснимателя или радиоприемника (рис. 14-56).

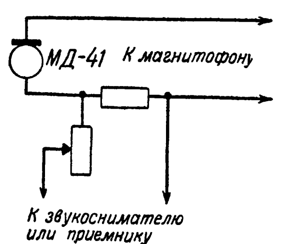


Рис. 14-56. Схема для комбинированной записи с граммофонной пластинки и микрофона.

9. Если во время записи отключить головку стирания и включить вместо нее эквивалентное сопротивление, то старая запись на ленте стирается частично (полем подмагничивания). Таким путем можно «накладывать» одну запись на другую. Можно, например, записать дуэт с самим собой. Этим же способом пользуются при озвучании любительских кинофильмов, где речевые пояснения даются обычно на музыкальном фоне.

10. Если необходимо удалить некоторые места записи, не прибегая к резанию ленты, то это можно сделать с помощью дополнительной стирающей головки, устанавливаемой после воспроизводящей (рядом с ней). Прослушивая запись, включают дополнительную стирающую головку, как только будет услышано начало участка, подлежащего удалению, и выключают в конце его.

14-13. МАГНИТОФОНЫ ШИРОКОГО ПОЛЬЗОВАНИЯ

В табл. 14-7 приведены данные некоторых магнитофонов отечественного производства.

Таблица 14-7

Магнитофоны широкого пользования

Технические данные	«Эльфа-10»	«Днепр-11»	«Яуза-5»	«Астра»
Размеры, *мм*	410×315×175	522×328×328	370×380×210	450×335×235
Вес (без принадлежностей), *кг*	18,3	24	13	15
Время записи с одной кассетой ленты, *мин*	2×30	2×30; 2×60	2×22; 2×45	2×30; 2×60
Тип кассеты	№ 18	№ 18	№ 15	№ 13
Выходная мощность, *вт*	1	3	1,5	2
Количество громкоговорителей	1	4	2	2
Скорость ленты, *мм/сек*	190,5	190,5; 95,3	190,5; 95,3	95,3; 47,6
Тип электродвигателя	АД-2	ДВС-У1	АД-2	ЭДГ-1М
Коэффициент детонации, %	0,6	0,5; 0,9	0,45; 0,7	0,7; 1,5
Количество радиоламп	4	7	4	6
Тип микрофона	МД-41	МДМ-1	МД-47	МД-55
Выход для подключения внешнего громкоговорителя	Есть	Есть	Есть	Есть

Все эти магнитофоны используют ленту типа 2 или типа 6. Запись в них двухдорожечная. В части качественных показателей, а также по ряду нормализованных показателей все они соответствуют ГОСТ 08088. Магнитофоны рассчитаны на питание от электросети 110 и 220 *в*. В них предусмотрена ускоренная перемотка ленты в прямом и обратном направлениях.

14-14. СТЕРЕОФОНИЧЕСКАЯ ЗВУКОЗАПИСЬ

При воспроизведении обычной звукозаписи пространственное расположение источников звука не ощущается слушателями, так как воспроизведение ведется из общей точки, где расположен громкоговоритель. Это намного нарушает впечатление натуральности. Данный недостаток в большей или меньшей степени устраняется в различных системах стереофонической звукозаписи.

Принцип ее заключается в том, что записываемый звук воспринимается несколькими разнесенными микрофонами и записывается раздельно на соответствующее число звуковых дорожек, располагаемых для облегчения синхронизации при воспроизведении на общем звуконосителе.

Воспроизводится стереофоническая запись при помощи нескольких громкоговорителей, число которых (а по возможности и расположение) соответствует числу и расположению микрофонов при записи.

При стереофонической записи-воспроизведении имеется, таким образом, ряд независимых каналов звукопередачи. Чем больше их число, тем лучше передается пространственная перспектива в звучании. Пять каналов, например, дают отличную, три — хорошую и два — удовлетворительную стереофоничность звука. Пять и три канала используются в широкоэкранном кино, а два канала наиболее подходящи для радиовещания, грамзаписи и любительской записи.

Многоканальная запись производится на специальную широкую, а двухканальная — на обычную узкую магнитную ленту. В последнем случае должны записываться одновременно (в отличие от двухдорожечной) две звуковые дорожки. ГОСТ 08088 нормализует положение этих дорожек (рис. 14-57). Дорожка № 1 должна содержать запись левого (в направлении от слушателей) канала. Рабочие щели головок, записывающих обе дорожки (а соответственно и воспроизводящих), должны располагаться на одной линии. Расстояние между дорожками должно быть не менее 0,75 *мм*.

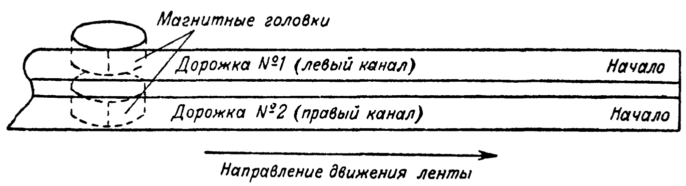


Рис. 14-57. Расположение звуковых дорожек при стереофонической записи.

Чтобы сохранить при воспроизведении пространственный эффект, переходное затухание между каналами должно быть не менее 25 *дб*. Для этого расстояние между дорожками увеличивают до 1,5 *мм*, а между магнитными головками помещают пермаллоевый экран (рис. 14-58).

Наилучшее расположение микрофонов при записи находится опытным путем. Расстояние между микрофонами (1,5—5 *м*) устанавливается в зависимости от характера записи. Регулировку усиления производят одновременно в обоих каналах записи. Контроль ведется на два индикатора уровня (по одному для каждого канала) и на два громкоговорителя или специально смонтированные телефонные трубки, у которых правый наушник подключен к правому, а левый — к левому каналам. Слушая запись, можно судить, насколько удачно передается звуковая перспектива, и при необходимости подбирать лучшее расположение микрофонов.

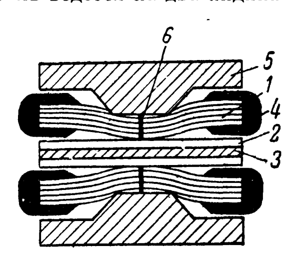
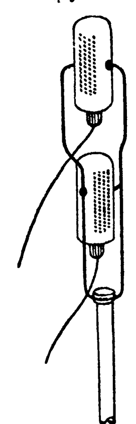


Рис. 14-58. Принцип устройства головки для стереофонической записи и воспроизведения.

1 — сердечник из изогнутых полуколец; *2* — немагнитная прокладка; *3* — пермаллоевый экран; *4* — катушка; *5* — боковая щечка для стяжки головки; *6* — рабочая щель.

При воспроизведении стереофонической записи следует найти наиболее удачное для данного помещения расположение громкоговорителей. Усиление, частотные характеристики в обоих каналах и громкоговорители следует брать одинаковыми.

Двухканальная стереофония может быть осуществлена и другими способами. Вместо двух разнесенных микрофонов применяют два расположенных один над другим микрофона с характеристиками направленности в форме восьмерки или кардиойды. Располагаются микрофоны так, что один принимает звуки, поступающие справа, другой — слева (рис. 14-59). Такой способ эксплуатационно удобнее, чем способ разнесенных микрофонов, однако при нем несколько хуже передается пространственная перспектива, так как локализация источника звука происходит только за счет разной силы восприятия его обоими микрофонами. Дополнительная локализация за счет разности времени пробега звуковой волны от источника до одного и другого микрофонов здесь отсутствует.



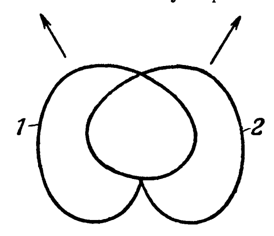


Рис. 14-59. Сдвоенные микрофоны для стереофонической звукозаписи.

1 — характеристика направленности верхнего микрофона; *2* — характеристика направленности нижнего микрофона.

Вместо приема микрофонами правой и левой частей звукового поля можно вести раздельный прием середины *M* и сторон *S*. Такой способ известен под названием способа *MS*. При нем также применяют два совмещенных микрофона: один с кардиойдной характеристикой для приема средней части звукового поля, а второй с характеристикой направленности в форме восьмерки для приема сторон (рис. 14-60). Фаза э. д. с., развиваемой вторым микрофоном от источника звука, находящегося справа,

противоположна фазе э. д. с. от источника слева. Поэтому если сложить э. д. с. обоих микрофонов, то результирующая характеристика направленности будет вытянута вправо, а если вычесть, то влево. Производя сложение и вычитание при записи или воспроизведении с помощью схемы,

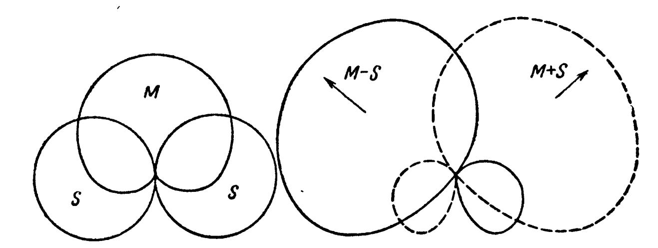


Рис 14-60. Характеристики направленности при стереофонической звукозаписи по способу MS.

Справа результирующие характеристики, полученные в результате сложения $(M + S)$ и вычитания $(M - S)$ сигналов, поступающих с обоих микрофонов.

показанной на рис. 14-61, мы получим необходимое для стереофонии разделение правой и левой сторон.

Возможно осуществление так называемых совмещенных систем стереофонической звукозаписи. Эти записи можно воспроизводить на обычной нестереофонической аппаратуре, получая при этом нормальное монофоническое звуковоспроизведение.

Напомним, что в нестереофонических магнитофонах широкого пользования применяется двухдорожечная запись с расположением дорожек согласно рис. 14-4. Если воспроизводить на них стереофонические записи, выполненные согласно рис. 14-57, то мы услышим только левый канал. Совместимость в данном случае не достигается. В отличие от этого система MS является совместимой, если на дорожку № 1 (рис. 14-57) записывать сигнал M, передающий среднюю часть звукового поля, достаточную для моноурального воспроизведения.

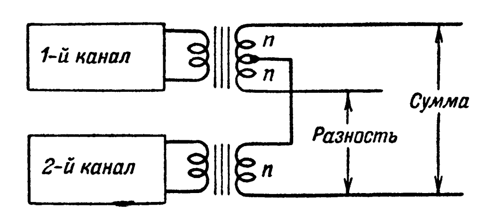


Рис. 14-61. Схема сложения — вычитания.

Совместимые системы можно получить и при микрофонах, раздельно принимающих правую $П$ и левую $Л$ стороны звукового поля. Для этого надо при записи с помощью схемы, показанной на рис. 14-61, произвести сложение и вычитание и записать сигнал $П + Л$ на дорожку № 1, а сигнал $П - Л$ — на дорожку № 2. На нестереофоническом магнитофоне будет воспроизводиться сигнал $П + Л$, отображающий все звуковое поле.

Для стереофонического воспроизведения такой записи необходимо при воспроизведении произвести вторичное сложение и вычитание и получить соответственно в первом случае $П + Л + П - Л = 2П$, т. е. звучание, соответствующее правой, а во втором $П + Л - П + Л = 2Л$ — левой стороне.

14-15. МАГНИТНАЯ ЗАПИСЬ ЗВУКА В ПРОФЕССИОНАЛЬНОЙ И ЛЮБИТЕЛЬСКОЙ КИНОСЪЕМКЕ

Во время профессиональной киносъемки звук записывают на 17,5- или 35-*мм* перфорированную магнитную ленту. Благодаря перфорации на носителе звука и на носителе изображения легко сохраняется нужная синхронность. Например, если при монтаже изображения удален отрезок киноленты между 117 и 126-й перфорациями, то из звуковой ленты удаляется точно такой же участок. После монтажа обе ленты совмещаются и с них изготавливают общую копию (готовый кинофильм).

Запись звука в любительской киносъемке в большинстве случаев может производиться после съемки, так как по содержанию она представляет комментарии автора к событиям, показываемым на экране. Запись возможна на любом магнитофоне широкого пользования. Во время записи одновременно проецируется на экран и фильм, для того чтобы комментарии соответствовали сюжету. При воспроизведении это соответствие может нарушиться, так как скорость ленты в магнитофонах широкого пользования и скорость кинопленки в любительских кинопроекторах изменяются в значительных пределах и могут при воспроизведении существенно отличаться от скоростей при записи.

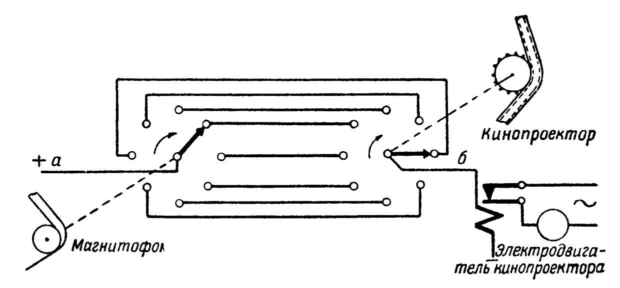


Рис. 14-62. Схема синхронизации кинопроектора и магнитофона.

Некоторое улучшение синхронизации звука и изображения может быть достигнуто, если с помощью стробоскопического диска, наклеенного на зубчатый барабан кинопроекта и реостата, включенного последовательно с его двигателем, поддерживать скорость кинопленки постоянной при записи и воспроизведении. Однако лучшие результаты получаются при принудительной синхронизации магнитофона с кинопроектором.

Один из способов синхронизации состоит в том, что в магнитофоне и кинопроекторе устанавливают одинаковые кольцевые коммутаторы, приводимые в движение в первом случае магнитной лентой, во втором — кинопленкой (рис. 14-62). При номинальных скоростях ленты и пленки оба коммутатора вращаются с одинаковой угловой скоростью. Двигатель кинопроектора выбирается таким, чтобы скорость кинопленки была выше номинальной, поэтому ползунок коммутатора на кинопроекторе опережает ползунок коммутатора в магнитофоне. В момент, когда ползунки одновременно замкнут цепь $а$ — $б$, двигатель кинопроектора выключится (с помощью реле) и движение кинопленки притормозится до тех пор, пока ползунок в кинопроекторе не отстанет по положению от ползунка в магнитофоне. Тогда скорость снова начнет увеличиваться и процесс повторится. Всякие изменения скорости ленты в магнитофоне вызывают пропорциональные изменения скорости кинопленки, и синхронность звука с изображением сохраняется удовлетворительной.

Если звук записывается в процессе самой съемки, а не при последующем озвучивании, то описанный способ

не обеспечивает удовлетворительной синхронизации, так как при нем не исключается влияние изменения длины ленты из-за растяжения и климатических воздействий. В этом случае используется так называемый способ «пилоттона». Во время съемки на магнитную ленту, кроме звука, записывается сигнал (пилот-тон), вырабатываемый датчиком в кинокамере. Частота пилот-тона определяется скоростью движения кинопленки и при номинальном ее значении выбирается близкой к 50 *гц*. Датчик выполняется обычно в виде коммутатора, ползунок которого связан с ведущим барабаном съемочной камеры. Пилот-тон может записываться или на отдельную дорожку, или в направлении, перпендикулярном направлению записи звука (рис. 14-63), или же, наконец, путем добавления к звуко-

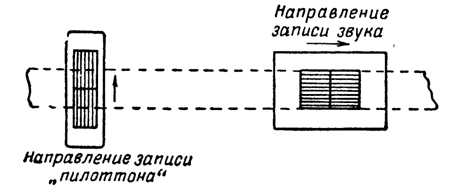


Рис. 14-63. Запись «пилот-тона».

вому сигналу вспомогательного сигнала с частотой 12—16 *кгц*, который модулируется пилот-тоном. Вне зависимости от выбранного способа при воспроизведении выделяют пилот-тон, усиливают его и питают электродвигатель кинопроектора. Таким образом, магнитофон «ведет» кинопроектор, чем и обеспечивается синхронность звука с изображением.

Чтобы уменьшить потребную мощность пилот-тона, им можно питать не электродвигатель кинопроектора, а небольшой синхронный электродвигатель, жестко связанный с первым. Синхронный электродвигатель работает при этом как синхронный тормоз.

14-16. ДИКТОФОНЫ

Диктофоном называют магнитофон, специально сконструированный для записи речи с целью последующей буквенной перезаписи ее от руки или на пишущей машинке. От обычного магнитофона его отличает следующее:

1. Качественные показатели диктофона относительно низки, так как они должны лишь обеспечивать разборчивость речи при воспроизведении. Частотный диапазон составляет 300—4 000 *гц*, коэффициент детонации — до 1%, относительный уровень шумов порядка —30 *дб*, коэффициент гармоник 8—10%.

2. С целью упрощения записи совещаний и конференций, когда выступающие могут находиться на различном расстоянии от микрофона, в диктофонах часто устраивают АРУ.

3. При воспроизведении во время буквенной перезаписи ходовый механизм диктофона работает в так называемом «старт-стопном режиме», т. е. включается на непродолжительное время, выключается, при необходимости повторения реверсируется, снова включается и т. д. Такой режим работы с числом включений до 2—3 в минуту требует особо прочной конструкции ходового механизма.

4. Для облегчения буквенной перезаписи в диктофоне предусматривается дистанционное управление при воспроизведении с помощью ножной педали или небольшого клавишного устройства, которое можно закрепить на пишущей машинке. Такое управление позволяет легко включить, выключить и повторить воспроизведение, не отвлекаясь от работы на пишущей машинке или от записи вручную. При обычном магнитофоне, не имеющем дистанционного управления, перезапись намного замедляется и делается неудобной.

В некоторых диктофонах после каждой остановки звуконосителя он автоматически передвигается в обратном направлении на небольшое расстояние (автоповтор). Благодаря этому воспроизведение всегда начинается с повторения части предыдущей группы слов, что обеспечивает лучшее понимание тех слов, которые приходятся на моменты включения и выключения ходового механизма. Автоповтор осуществляется или электрически путем введения в схему ходового механизма реле времени, включающего на непродолжительное время реверс после каждой остановки носителя, или механически. Пример последнего показан на рис. 14-64. При «стопе» электродвигатель диктофона выключается и ведущий вал *3* некоторое время вращается по инерции. Одновременно вспомогательный паразитный ролик *1* перемещается в направлении, показанном на рис. 14-64 стрелкой. Он отжимает ленту и основной прижимной ролик *2* и изменяет направление вращения последнего. Лента, зажатая между роликами *1* и *2*, совершает обратное движение до тех пор, пока ведущий вал не остановится.

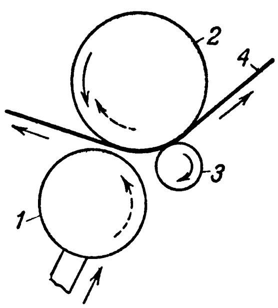


Рис. 14-64. Устройство «автоповтора» в диктофоне.

1 — вспомогательный прижимный ролик; *2* — основной прижимный ролик; *3* — ведущий ролик; *4* — лента.

5. Так как записи на диктофоне не нуждаются в звуковом монтаже, то в качестве звуконосителя, кроме ленты, могут применяться также проволока, диск, лист, манжета (см. § 14-7). Диктофоны бывают с малым (до 15 *мин*) и большим (до 4 *ч*) временем записи. Первые используют в качестве носителя диск, лист и манжету и являются главным образом переносными аппаратами. Вторые работают на ленте и реже на проволоке; они применяются как стационарные аппараты в учреждениях.

14-17. МАГНИТНЫЙ РЕВЕРБЕРАТОР

С помощью магнитной звукозаписи можно имитировать явление реверберации следующим образом.

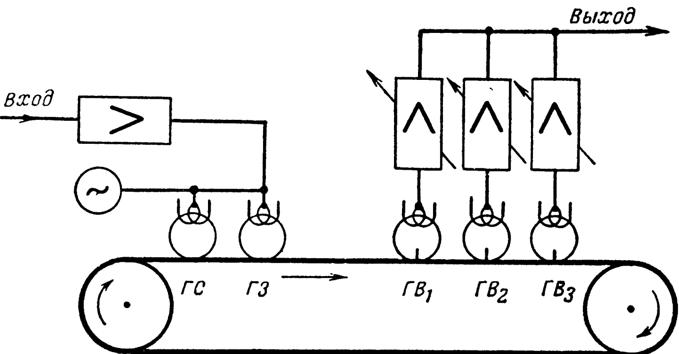


Рис. 14-65. Блок-схема магнитного ревербератора.

Звуковые колебания непрерывно записывают на бесконечную магнитную ленту и воспроизводят несколькими головками (рис. 14-65). Каждая из них воспроизводит запись с запаздыванием, определяемым временем пробега ленты от головки записи. Можно подобрать число витков

отдельных головок или отрегулировать усилители воспроизведения так, что более отдаленные головки будут воспроизводить слабее. При каждом выключении источника звука на выходе устройства будет наблюдаться постепенное спадание уровня сигнала, что является достаточно полной имитацией реверберации.

Точность имитации тем больше, чем больше число головок воспроизведения и меньше время пробега между соседними головками.

Описанное устройство называется **магнитным ревербератором**.

Рис. 14-66. Схема включения ревербератора в канал звукоусиления.

Ревербератор включается параллельно основному каналу звукоусиления через регулятор, с помощью которого можно изменять реверберацию звука на выходе (рис. 14-66). Работа ревербератора улучшается, если сигналы, воспроизводимые некоторыми из его головок, вновь записывать на ленту (рис. 14-67). Этим имитируется многократное отражение звуковых волн, имеющее место в реальных помещениях.

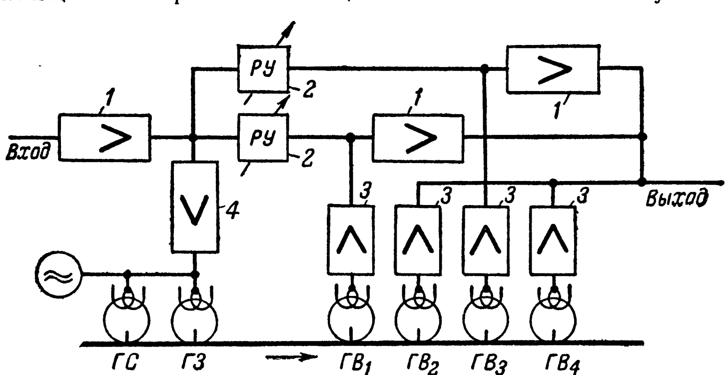


Рис. 14-67. Блок-схема более совершенного магнитного ревербератора.
1 — разделительный усилитель; *2* — регулятор уровня; *3* — усилитель воспроизведения; *4* — усилитель записи.

На этом же принципе можно осуществить простейшую искусственную реверберацию в любом магнитофоне, имеющем раздельные каналы записи и воспроизведения. Для

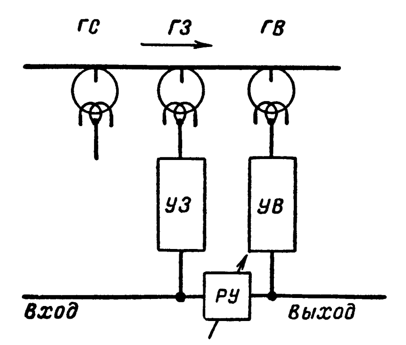


Рис. 14-68. Блок-схема осуществления искусственной реверберации в магнитофоне с раздельными каналами записи и воспроизведения.

этого во время записи часть выходного напряжения магнитофона подается на его вход (рис. 14-68). Удовлетворительные результаты получаются при скоростях ленты не менее 19 *см/сек* и расстоянии между головками не более 4 *см*. В противном случае вместо плавно затухающего послезвучания слышны раздельные эхо-сигналы.

14-18. МАГНИТНАЯ ЗАПИСЬ УЛЬТРАЗВУКОВЫХ СИГНАЛОВ

Запись сигналов в диапазоне 20—150 *кгц* имеет следующие особенности.

Скорость ленты выбирают порядка 1,5—2 *м/сек*, ширину фонограммы снижают до 2,5—4 *мм*, сердечники головок склеивают из тонких пластин (50—80 *мк*), изготовленных из материала с малыми потерями (например НХС-50). Рабочие щели головок должны иметь ширину 3—4 *мк*. Обмотки головок выполняют с небольшим числом витков тонкой проволоки, чтобы собственная резонансная частота была не ниже 0,5 *Мгц*.

В качестве носителя записи следует применять ленту типа 2, предварительно отшлифованную, или типа 6. Натяжение ленты во время рабочего хода должно быть не менее 80 *г* при угле огибания головок порядка 165°. В лентопротяжном механизме с помощью направляющих роликов должно быть обеспечено стабильное направление движения ленты, свободное от перекосов.

При допустимом относительном уровне собственных шумов порядка —20 *дб* можно применять постоянноточный режим записи. Постоянный ток стирания подбирают равным рекомендованному для этой же головки амплитудному значению тока высокой частоты, а направление тока подмагничивания выбирают таким, при котором получается наи-

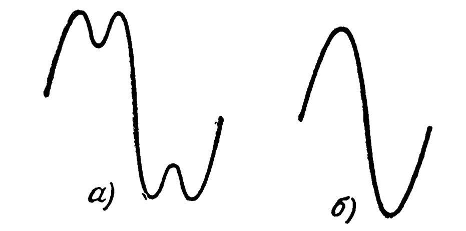


Рис. 14-69. Влияние величины постоянного тока подмагничивания на форму выходного сигнала.
а — при недостаточном подмагничивании; *б* — при нормальном подмагничивании.

большая отдача ленты. Окончательно величину тока устанавливают по пропаданию искажения формы выходного напряжения на самой низкой частоте рабочего диапазона. Возможна запись и на предварительно размагниченной ленте. Влияние подмагничивания в этом случае показано на рис. 14-69.

Если необходимо большее отношение сигнал/шум, то прибегают к высокочастотному режиму записи. Частота подмагничивания должна быть не менее 500 *кгц* (во избежание биений с гармониками ультразвукового сигнала). Стирание ленты в этом случае (предварительное) производится с помощью электромагнита, питаемого от сети переменного тока или (во время записи) ферритовой стирающей головкой. Частота тока стирания та же, что и тока подмагничивания.

14-19. МАГНИТНАЯ ЗАПИСЬ ИНФРАЗВУКОВЫХ СИГНАЛОВ

Инфразвуковые сигналы ниже 20—30 *гц* не могут быть практически воспроизведены обычным путем с магнитного носителя записи из-за незначительной э. д. с. индукции

при медленных изменениях магнитного потока. Поэтому прибегают к следующим особым методам.

1. На носитель записывается вспомогательное колебание звуковой частоты, модулируемое по частоте инфразвуковым сигналом. Запись и воспроизведение производятся, как в обычном магнитофоне. Воспроизведенный частотно-модулированный сигнал усиливается, ограничивается, детектируется и фильтруется, после чего получается исходный инфразвуковой сигнал (рис. 14-70).

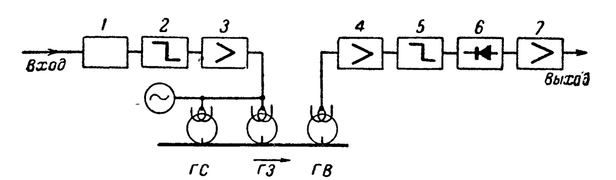


Рис 14-70. Блок-схема аппарата для магнитной записи инфразвуковых колебаний.

1 — модулируемый генератор; *2* — ограничитель; *3* — усилитель записи; *4* — усилитель воспроизведения, *5* — ограничитель; *6* — частотный детектор; *7* — усилитель инфразвуковых колебаний.

На рис. 14-71 приведена схема модулируемого генератора пилообразных колебаний, широко используемого для такой записи. Несущая частота генератора зависит от величин R_1C_1. Она выбирается в пределах 500—5 000 *гц* и должна быть в 10 раз больше наивысшей инфразвуковой частоты.

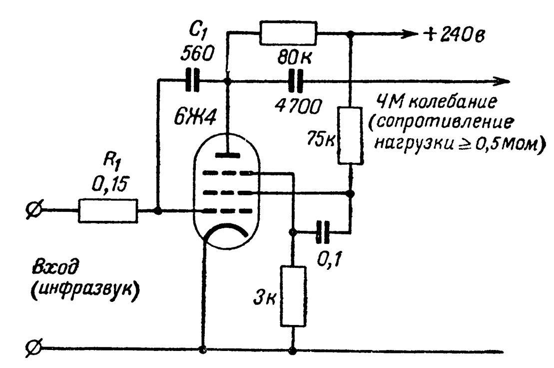


Рис. 14-71. Схема модулируемого генератора пилообразных колебаний.

Схема частотного детектора, используемого при воспроизведении, показана на рис. 14-72.

2. При втором методе запись инфразвукового сигнала производится без преобразования, как в обычном магнитофоне, но для воспроизведения используют особые устройства, чувствительные не к скорости изменения магнитного потока (как обычная магнитная головка), а к его величине. Такими устройствами являются потокочувствительная магнитная головка и специальная электронно-лучевая трубка, вставляемая внутрь магнитной головки.

В потокочувствительной магнитной головке магнитный поток модулируется за счет периодического шунтирования

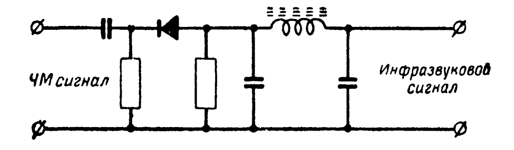


Рис. 14-72. Схема частотного детектора.

вращающимся якорем переднего или заднего зазора (рис. 14-73). Огибающая возбуждаемой в обмотке э. д. с. представляет собой инфразвуковой сигнал, который может быть выделен после детектирования и фильтрования. Модуляция магнитного потока может производиться также за счет изменения магнитного сопротивления сердечника головки; для этого какой-либо его участок периодически доводится до насыщения полем от внешнего источника переменного тока. Размеры полюсов потокочувствительной головки должны быть одного порядка с наиболее длинной волной записи (во избежание уменьшения отдачи)

В устройстве с электронно-лучевой трубкой поле носителя записи, воздействуя на электронный луч трубки, отклоняет его и перемещает по дифференциальному анодному устройству, вызывая появление во внешней цепи электрического напряжения, пропорционального потоку в головке.

3. При третьем методе, называемом транспонированием, запись и воспроизведение осуществляются, как и в обычном магнитофоне, с той лишь разницей, что скорость носителя при воспроизведении в n раз больше, чем при записи. Величина n выбирается с таким расчетом, чтобы самая низкая записанная частота превращалась при воспроизведении в звуковую и могла быть успешно воспроизведена обычной магнитной головкой.

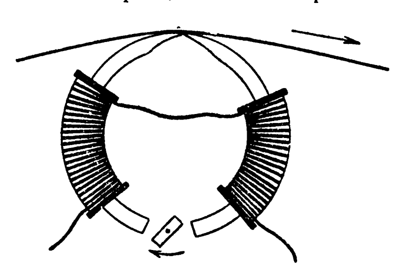


Рис. 14-73. Потокочувствительная магнитная головка.

При транспонировании происходит уменьшение масштаба времени в n раз. Такое искажение в ряде случаев может быть легко учтено. Например, при спектральном анализе достаточно уменьшить частоты отдельных составляющих спектра в n раз, чтобы получить значения частот, входящих в спектр инфразвукового сигнала.

Преимуществами метода транспонирования являются возможность использования измерительной аппаратуры звукового диапазона частот для анализа инфразвука и увеличение разрешающей способности анализа.

14-20. МАГНИТНАЯ ЗАПИСЬ ИМПУЛЬСОВ

При записи П-импульсов, не требующей в большинстве случаев получения большого отношения сигнал/шум, используют постоянноточный режим записи. Наличие подмагничивания при этом не обязательно. Направление тока импульса в головке записи выбирают таким, при котором отдача ленты получается максимальной.

Воспроизведение записи импульса дает двусторонний всплеск э. д. с. воспроизводящей головки (рис. 14-74). При достаточно больших τ максимумы э. д. с. отстоят один от другого на величину, близкую к τ. Оба максимума неодинаковы из-за несимметрии головок и неоднородности ленты.

Для получения исходного П-импульса производят интегрирование воспроизведенного сигнала с помощью RC-цепи. Напряжение на конденсаторе при этом будет близко к П-образному. Применяют и другой способ:

детектором отсекают одну половину воспроизведенного сигнала и с помощью ограничителя формируют из нее П-импульс.

Если при неизменной продолжительности импульсов τ увеличивать их количество n, записываемое на 1 *мм* длины

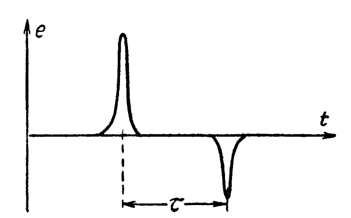


Рис. 14-74. Электродвижущая сила головки при воспроизведении записи П-импульса.

ленты, то воспроизводимая э. д. с. не изменяется до тех пор, пока на ленте не начинается наложение записей смежных импульсов; при этом всплески э. д. с. уменьшаются и сближаются (рис. 14-75)

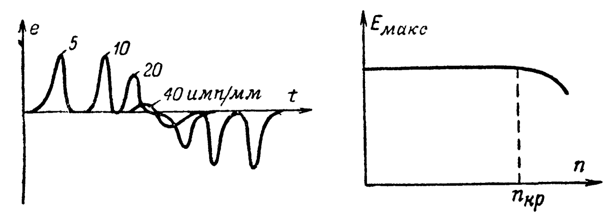


Рис. 14-75. Зависимость воспроизводимого сигнала от плотности записи импульсов.

Критичная величина n может быть приблизительно определена как

$$n_{кр} = \frac{f_{макс}}{v},$$

где v — скорость ленты, *мм/сек*;
$f_{макс}$ — частота, соответствующая максимуму отдачи воспроизводящей головки при записи в тех же условиях синусоидальных сигналов.

Если при неизменной частоте импульсов и при выполнении условия $n < n_{кр}$ уменьшать τ, то, начиная с момента, когда длина записи одного импульса на ленте станет равной эффективной ширине рабочей щели воспроизводящей головки, э. д. с., возбуждаемая в обмотке последней, начинает уменьшаться.

Расстояние между всплесками э. д. с., т. е. продолжительность воспроизводимого импульса, больше продолжительности записываемого импульса на величину, приблизительно равную

$$\Delta\tau = \frac{l_з}{v},$$

где $l_з$ — эффективная ширина рабочей щели записывающей головки;
v — скорость ленты

При уменьшении τ продолжительность воспроизведенного импульса стремится к величине $\Delta\tau$.

В ряде случаев для устранения износа носителя записи и головок между ними предусматривают воздушный зазор. Это приводит к увеличению эффективных щелей головок записи и воспроизведения, понижает воспроизводимую э. д. с., уменьшает $n_{кр}$ и увеличивает $\Delta\tau$ Чтобы улучшить качественные показатели записи с зазором, прибегают к значительному увеличению скорости носителя.

Кроме ленты, для записи импульсов широко применяют барабаны с магнитным покрытием.

При многодорожечной записи импульсов на магнитную ленту допустимое число импульсов на 1 *мм* носителя становится намного меньше и определяется в основном допустимым несовпадением по времени воспроизводимых импульсов, записанных на разных дорожках, происходящим из-за перекоса ленты во время ее движения.

14-21. ЗАПИСЬ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ СИГНАЛОВ

Запись телевизионных сигналов на магнитную ленту отличается широкой полосой записываемых частот (50 *гц* — 4,5 *Мгц*) и очень высокими требованиями к стабильности движения ленты. Для записи применяют головки с зазором порядка 1—4 *мк* и большие скорости ленты.

В зарубежной системе Ampex, например, скорость порядка 40 *м/сек* достигается за счет вращения блока из четырех головок, каждая из которых записывает поперек широкой магнитной ленты одну строку (рис. 14-76). При

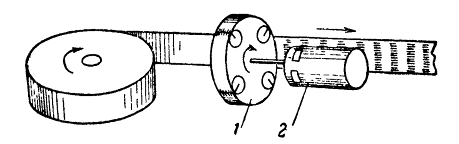


Рис. 14-76. Принцип строчной записи в аппарате Ampex (намагниченные участки ленты условно заштрихованы).

1 — магнитная головка; *2* — двигатель, вращающий блок головок.

этой системе поступательная скорость ленты равна всего лишь 38 *см/сек*, что очень удобно для эксплуатации. Сопровождающий изображение звук записывается вдоль ленты с одного ее края обычным способом.

Так как даже при идеальном лентопротяжном механизме требования к сохранению в записываемых сигналах временных интервалов не выполняются (вследствие неустойчивости физико-механических данных ленты), применяют автоматическую регулировку скорости с помощью следящей системы и автопривода.

14-22. ГРАМПЛАСТИНКИ

Выпускаемые в настоящее время грампластинки разделяются на обычные, долгоиграющие и стереофонические.

Обычные пластинки воспроизводятся со скоростью вращения 78 *об/мин* и рассчитаны как на акустическое воспроизведение с помощью граммофона, так и на электроакустическое воспроизведение с помощью электропроигрывателей и электрофонов. В отличие от них долгоиграющие и стереофонические пластинки допускают только электроакустическое воспроизведение.

Увеличение длительности звучания долгоиграющих пластинок достигается за счет сокращения расстояния между смежными звуковыми канавками и меньшей скорости вращения пластинки (33 $^1/_3$ *об/мин*). Сближение канавок в долгоиграющих пластинках заставляет уменьшать их размеры, отчего такую запись называют часто м и к р о з а п и с ь ю.

За рубежом выпускают также долгоиграющие пластинки, рассчитанные на скорости 45 и 16$^2/_3$ *об/мин*. Особенности стереофонических пластинок рассматриваются в § 14-25 (см. стр. 296).

Грампластинки и запись, производимая на них, должны удовлетворять техническим требованиям, изложенным в стандартах ГОСТ 7893-56 (звукозапись механическая на диск) и ГОСТ 5289-56 (пластинки граммофонные).

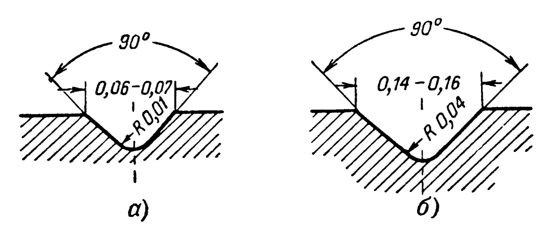


Рис. 14-77. Профиль поперечного сечения звуковой канавки.

а — микрозапись; *б* — обычная запись.

В табл. 14-8 приведены размеры и вес пластинок, а на рис. 14-77 показаны размеры звуковых канавок.

Таблица 14-8

Размер и вес грампластинок (ГОСТ 5289-56)

Условное обозначение формата пластинки	Наружный диаметр, *мм*	Диаметр отверстия, *мм*	Толщина (не более), *мм*		Вес (не более), *г*	
			Обычная пластинка	Долгоиграющая пластинка	Обычная пластинка	Долгоиграющая пластинка
$Ф_{20}$	200±1	7+0,1	1,9	1,8	120	90
$Ф_{25}$	250±1	7+0,1	2,7	2,2	200	160
$Ф_{30}$	300±1	7—0,1	3,0	2,6	300	250

«Отдача» грампластинки, под которой можно понимать ее громкость при акустическом воспроизведении или э. д. с. электромагнитного звукоснимателя при электроакустическом воспроизведении, пропорциональна колебательной скорости иглы при воспроизведении или резца при записи. Поэтому колебательная скорость выбирается в качестве параметра записи. Частотная характеристика записи изображается как зависимость колебательной скорости от частоты.

По ряду причин целесообразна частотная характеристика, изображенная на рис. 14-78. Если воспроизвести

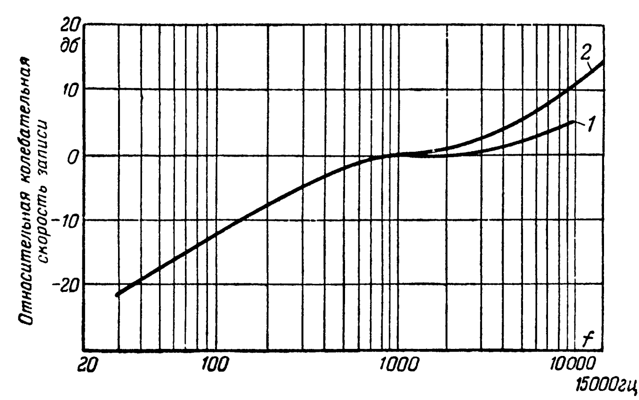


Рис. 14-78. Стандартная частотная характеристика записи.

1 — обычная запись; *2* — микрозапись.

запись с такой характеристикой идеальным звукоснимателем, то развиваемая им э. д. с. повторит по своей частотной характеристике характеристику записи. Воспроизведение различных частот будет неравномерным. Чтобы скорректировать это, надо в усилителе воспроизведения иметь характеристику, обратную по форме характеристике записи, т. е. получить подъем на низких и некоторый завал на высоких частотах. Практически в усилителе воспроизведения необходимо еще корректировать несовершенство звукоснимателя. Поэтому наиболее подходящим для воспроизведения пластинок является усилитель с двумя раздельными регуляторами тембра на низких и высоких частотах.

Максимальный уровень записи соответствует амплитуде колебательной скорости 18,4 *см/сек* для обычной записи и 12,2 *см/сек* для микрозаписи. При частотной характеристике, приведенной на рис. 14-78, это соответствует максимальному смещению резца из нейтрального положения не более 40 *мк* для обычной записи и 25 *мк* для микрозаписи. Уровень записи на пластинке легко контролировать по так называемому блику, представляющему собой световую фигуру, наблюдаемую на поверхности пластинки при ее освещении параллельным пучком света. Ширина блика не должна быть более 45 *мм* для обычной записи и 75 *мм* для микрозаписи.

Технология производства грампластинок

Первоначальная запись производится на специальных станках на алюминиевый или стеклянный диск, покрытый застывшим слоем лака (так называемый тондиск). С каждым оборотом диска записывающее устройство (рекордер) автоматически смещается по направлению к его центру, благодаря чему на поверхности резец вырезает спиральную модулированную канавку.

После записи поверхность тондиска покрывают тонким слоем серебра, на который в гальванической ванне наращивают толстый слой меди. Последний после отделения от тондиска образует первый оригинал. Поверхность первого оригинала имеет рельеф, обратный рельефу тондиска, и может использоваться как матрица для прессования грампластинок.

Материалом для пластинок служит смесь той или иной пластмассы с наполнителем или чистая пластмасса (например, винилит). Практически в целях сохранения первого оригинала с него снимают гальваническим путем второй, со второго третий и т. д., а в качестве матрицы используют третий, пятый или седьмой оригиналы.

Переменный шаг

С целью увеличения продолжительности звучания при записи долгоиграющих пластинок применяют автоматическое регулирование шага записи (т. е. расстояния между соседними звуковыми канавками) таким образом, чтобы при слабом сигнале это расстояние сокращалось, а при сильном увеличивалось. Такое регулирование осуществляется при перезаписи на тон-диск с магнитной ленты.

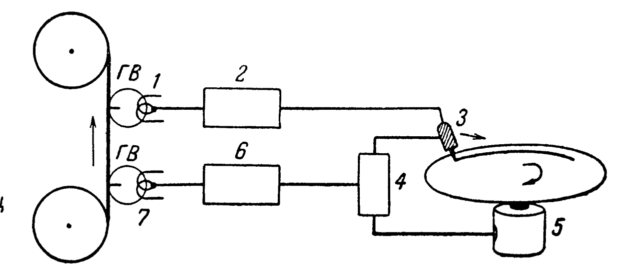


Рис. 14-79. Блок-схема устройства для получения переменного шага при записи грампластинок.

Блок-схема устройства показана на рис. 14-79. Основная магнитная головка *1* воспроизводит сигнал, записанный на ленте, который далее усиливается усилителем *2* и запи-

сывается на тон-диске рекордером *3*. Смещающее устройство *4*, работающее от основного двигателя *5*, управляется электронным устройством *6*, сигнал на который поступает со вспомогательной магнитной головки *7*, установленной с опережением относительно основной головки *1*. Благодаря этому опережению шаг записи успевает устанавливаться пропорциональным амплитуде сигнала, перезаписываемого с магнитной ленты.

14-23. ГРАММОФОННЫЕ ЗВУКОСНИМАТЕЛИ

Марка	Чувствительность не менее, *мв/см·сек*	Воспроизводимый диапазон частот, *гц*	Вес, приведенный к концу иглы, *г*	Катушка		
				Число витков	Провод	Сопротивление обмотки, *ом*
Завода «Радист» (электромагнитный)	—	75—4 500	120	6 000	ПЭЛ 0,05	3 000
З-96 («Аккорд» электромагнитный)	—	50—5 500	90	4 500	ПЭЛ 0,05	1 600
З-94 (электромагнитный)	—	75—6 500	60	4 500	ПЭЛ 0,05	1 600
АПР (пьезоэлектрический с элементом из сегнетовой соли)	—	Пик на частоте 6 000—7 000	70—80	—	—	—
ПЗ-1 (пьезоэлектрический с элементом из сегнетовой соли)	—	То же	70—80	—	—	—
ЗПК-56 (пьезоэлектрический с керамикой титаната бария)[1]	75	30—12 000	12	—	—	—
ЗУФ-52 (пьезоэлектрический с кристаллом фосфата аммония)[1,2]	100	30—7 000	15 и 30	—	—	—
УЭЗ-1 (электромагнитный от радиолы «Даугава»)[1,3]	50	60—7 000	16	—	—	—

[1] Пригоден для воспроизведения как обычных, так и долгоиграющих пластинок. [2] Не рекомендуется применять при относительной влажности окружающей атмосферы более 85%. [3] Не рекомендуется применять при стальном диске электропроигрывателя.

14-24. ЭЛЕКТРОПРОИГРЫВАТЕЛИ И ЭЛЕКТРОФОНЫ[1]

Наименование	Звукосниматель	Двигатель	Скорость вращения, *об/мин*	Рабочее напряжение сети, *в*	Потребляемая мощность, *вт*	Выходная мощность, *вт*	Вес, *кг*
«Аврора	Пьезоэлектрический	Асинхронный	78 и 33,3	127 и 220	Не более 18	—	4,5
«Эльфа-7»	То же	Асинхронный типа ДАП-1	78 и 33,3	127 и 220	То же	—	4,5
«Тайга»	» »	Асинхронный	78 и 33,3	127 и 220	35	1	7,8
«Волга»	» »	»	78 и 33,3	127 и 220	35	1	5,8

[1] Электрофоном называют электропроигрыватель, смонтированный в одном ящике с усилителем и громкоговорителем.

14-25. ГРАММОФОННЫЕ ИГЛЫ

Стальные иглы (ГОСТ 1117-51) предназначаются только для воспроизведения обычных грампластинок. Размеры игл приведены на рис. 14-80. Иглы изготавливаются громкого и тихого тонов. Эти названия соответствуют громкости, получаемой с данными иглами при акустическом воспроизведении.

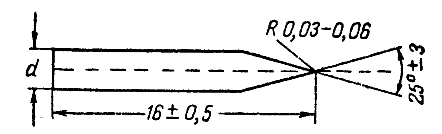


Рис. 14-80. Иглы граммофонные стальные. Для громкого тона $d = 1{,}4$ *мм*, для тихого тона $d = 1$ *мм*.

Иглы тихого тона более упруги. Они меньше изнашивают пластинку, но хуже передают колебания высоких частот. Поэтому такие иглы предпочтительнее использовать при электроакустическом воспроизведении.

Одной стальной иглой можно качественно воспроизвести только одну сторону пластинки.

Корундовые иглы (ГОСТ 7765-55) разделяются на иглы для обычных пластинок (КИО) и иглы для долгоиграющих пластинок (КИД). Различаются они размерами.

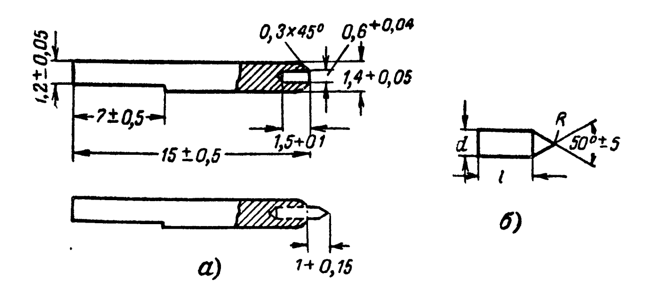


Рис. 14-81. Иглы граммофонные корундовые.

а — игла в оправке; *б* — игла без оправки.

Размеры игл в оправке: $l = 25 \pm 0{,}1$ *мм*; $d = 0{,}6_{-0{,}04}$. Размеры игл без оправки: для иглы КИО $l = 1{,}7 \pm 0{,}1$; $d = 0{,}4_{-0{,}02}$; $R = 0{,}06^{+0{,}01}_{-0{,}005}$; для игл КИД $l = 2 \pm 0{,}1$; $d = 0{,}6_{-0{,}02}$; $R = 0{,}027^{+0{,}005}_{-0{,}003}$.

Оба вида игл изготавливаются с оправками (для звукоснимателей со сменными иглами, имеющими вес, приведенный к концу иглы, не более 30 *г* для игл КИО, не более 16 *г* для игл КИД) и без оправок (для звукоснимателей с постоянной иглой, имеющих вес, приведенный к концу иглы, не более 12 *г*). Оправка игл КИД окрашена в красный цвет.

Размеры игл и оправок приведены на рис. 14-81.

14-26. СТЕРЕОФОНИЧЕСКАЯ ГРАМПЛАСТИНКА

Стереофонические грампластинки относятся к числу пластинок с микрозаписью. По сравнению с последними размеры звуковых канавок у них еще меньше. Воспроизводятся эти пластинки со скоростью $33\ ^1/_3$ *об/мин*.

Стереопластинки содержат двухканальную запись, выполненную одним резцом в общей звуковой канавке. Запись левого и правого каналов производится соответственно на левой и правой стенках канавки (рис. 14-82).

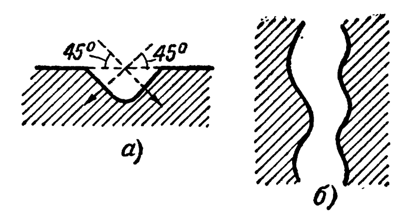


Рис. 14-82. Стереофоническая запись двух каналов в одной звуковой канавке.

а — направления записи; *б* — вид канавки сверху.

Каждое направление записи образует с плоскостью пластинки угол 45°. Поэтому такая запись обозначается 45/45.

Стереофоническая запись производится специальным рекордером, к которому подводятся напряжения от двух усилительных каналов. Резец рекордера совершает сложное движение в двух взаимно перпендикулярных направлениях.

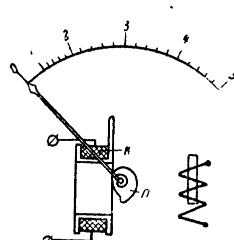
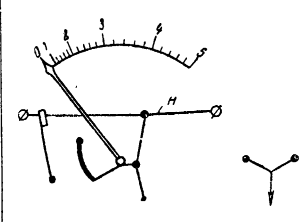
Стереопластинки обладают свойством совместимости. Их можно воспроизвести обычным звукоснимателем, рассчитанным на микрозапись, получая при этом сумму правого и левого каналов, т. е. нормальное моноуральное воспроизведение.

Стереофонические звукосниматели изготавливаются различных систем: пьезоэлектрической, электромагнитной, электродинамической. Они вырабатывают при воспроизведении два раздельных сигнала, соответствующих записи правого и левого каналов. Каждый из сигналов усиливается и поступает на два разнесенных громкоговорителя или две группы громкоговорителей с расстоянием между ними порядка 2—4 *м*. Наивыгоднейшее расположение громкоговорителей подбирается для каждого помещения.

Для сохранения эффекта стереофонии необходимо иметь одинаковые усиления, а также частотные и фазовые характеристики обоих каналов, что практически достигается применением двух одинаковых усилителей и громкоговорителей. Регулировка усиления и тембра должна производиться спаренными регуляторами одновременно в обоих каналах. Кроме того, оба канала воспроизведения должны быть правильно сфазированы.

Фазировку легко проверить, воспроизводя нестереофоническую долгоиграющую пластинку. При правильной фазировке громкость воспроизведения низких частот при подключении второго канала должна увеличиваться, а при неправильном — ослабевать. В последнем случае необходимо поменять местами в одном из каналов провода, подходящие к звукоснимателю или громкоговорителю.

ГЛАВА ПЯТНАДЦАТАЯ
ИЗМЕРЕНИЯ
15-1. СИСТЕМЫ СТРЕЛОЧНЫХ ПРИБОРОВ

Схематическое устройство и обозначение прибора	Принцип работы, свойства и применение	Схематическое устройство и обозначение прибора	Принцип работы, свойства и применение
	Магнитоэлектрическая система В поле постоянного магнита *М* находится вращающаяся катушка *К*, по которой проходит измеряемый ток. Угол поворота катушки, преодолевающей противодействие спиральной пружинки *П*, прямо пропорционален току. Нулевое положение стрелки устанавливается при помощи той же пружинки *П*. Прибор дает большую точность измерения. Шкала прибора линейная равномерная. Потребляемый ток обычных вольтметров 1—10 *ма*, высокочувствительных образцов 25—250 *мка* и амперметров 5—30 *ма*. Внутреннее сопротивление вольтметров 100—1 000 *ом* на 1 *в*, а у специальных типов — до 20 000 *ом* на 1 *в* шкалы. Применяется для измерения постоянного тока и напряжения. С детектором используется для измерения переменных токов и напряжений низкой частоты, а с термопреобразователем — для измерения токов высокой частоты.		**Электродинамическая система** Прибор состоит из неподвижной катушки K_1 и подвижной K_2. Ток проходит по обеим катушкам, причем K_2 вращается внутри K_1. Угол поворота катушки K_2 зависит от величины тока, проходящего по катушкам. Шкала прибора неравномерная, квадратичная. Потребляемый ток и внутреннее сопротивление зависят от конструкции прибора. Применяется для измерения постоянного и переменного тока и напряжения низкой частоты, а также для измерения мощности.
	**Электромагнитная система** Ток проходит по обмотке плоской неподвижной катушки *К*, внутри которой вращается эксцентрично укрепленная пластинка *П* из мягкой стали. Пластинку втягивает внутрь катушки магнитное поле, создаваемое измеряемым током. Шкала прибора неравномерная, квадратичная Потребляемый ток 10—50 *ма*. Внутреннее сопротивление вольтметров около 30 *ом* на 1 *в* шкалы. Применяется для измерения постоянного и переменного тока и напряжения промышленной частоты.		**Тепловая система** Туго натянутая тонкая платино-иридиевая нить *Н* нагревается проходящим через нее измеряемым током. Вызываемое этим удлинение нити влечет за собой вращение оси стрелки. Шкала прибора неравномерная, квадратичная. Сопротивление нити порядка 0,1 *ом*. Система невосприимчива к внешним мешающим полям. Показания зависят от окружающей температуры. Применяется для грубых измерений переменных токов высокой частоты.

Продолжение

Схематическое устройство и обозначение прибора	Принцип работы, свойства и применение	Схематическое устройство и обозначение прибора	Принцип работы, свойства и применение
	Электростатическая система Прибор состоит из неподвижных A и подвижных $Б$ пластин. Измеряемое напряжение подводится одним полюсом к неподвижным пластинам, а другим — к подвижным, которые втягиваются при этом внутрь неподвижных. Угол поворота стрелки зависит от величины приложенного напряжения. Прибор практически не потребляет мощности. Шкала сжата в начале и почти равномерна в остальной части. Применяется для измерения высоких напряжений в цепях постоянного и переменного тока		значения переменного тока, протекающего через нить H. Шкала прибора неравномерная, близкая к квадратичной. Точность невысокая: порядка 2,5% на технической частоте и порядка 5% на высокой частоте. Применяется для измерения переменных токов низкой и высокой частоты.
	Термоэлектрическая система Измеряемый ток проходит через нить H и подогревает место спая термопары, состоящей из стальной C и константановой K проволок. Между этими проволоками возникает термо-э. д. с., которая создает постоянный ток через магнитоэлектрический прибор $П$. Прибор градуируется на	а б	**Детекторная система** Измеряемое переменное напряжение (или ток) выпрямляется при помощи выпрямителя B (обычно купроксного типа) и затем подводится к магнитоэлектрическому прибору $П$. Выпрямление производится по однополупериодной (рис. A) или мостовой (рис. $Б$) схеме. Шкала сжата в начале и почти равномерна в остальной части. Прибор обладает высокой чувствительностью и отличается малым собственным потреблением тока. Применяется для измерения токов и напряжений с частотой до нескольких килогерц.

15-2. УСЛОВНЫЕ ОБОЗНАЧЕНИЯ ТЕХНИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК НА ШКАЛАХ ПРИБОРОВ

Техническая характеристика	Условное обозначение	Техническая характеристика	Условное обозначение
Вольтметр	V	Класс точности прибора 2,5	(2,5)
Амперметр	A	Изоляция прибора испытана напряжением 2 *кв*	2кV
Омметр	Ω	Вертикальная установка прибора	↑
Прибор предназначен для выключения в цепь постоянного тока	—	Горизонтальная установка прибора	→
Прибор предназначен для включения в цепь переменного тока	~	Наклонная установка прибора под углом 60°	∠60°
Прибор может включаться в цепи постоянного и переменного тока	≂	Предостерегающий знак высокого напряжения	ϟϟ

15-3. КЛАССЫ ТОЧНОСТИ

По степени точности измерения электроизмерительные приборы делятся на семь классов: 0,1; 0,2; 0,5; 1; 1,5; 2,5 и 4 (ГОСТ 1845-52).

Показатель класса характеризует наибольшую допустимую погрешность измерения и выражает эту погрешность в процентах от наибольшего показания шкалы. Погрешность может быть положительной или отрицательной, т. е. прибор может давать как преувеличенные, так и преуменьшенные значения.

Показатели	Прецизионные (особо точные) приборы			Технические приборы			
Класс точности	0,1	0,2	0,5	1	1,5	2,5	4
Допустимая погрешность, % всей шкалы . . .	±0,1	±0,2	±0,5	±1	±1,5	±2,5	±4

Например, вольтметр класса 1,5 со шкалой на 300 *в* может давать в любом месте рабочей части шкалы погрешность до ±1,5% от 300 *в*, т. е. до ±4,5 *в*. Погрешность вольтметра класса 0,2 с такой же шкалой не должна превышать ±0,2% от 300 *в*, т. е. ±0,6 *в*.

Приборы с погрешностью более 4% считаются внеклассными.

15-4. ИЗМЕРЕНИЕ ТОКА, НАПРЯЖЕНИЯ И МОЩНОСТИ

Принципы измерения токов и напряжений одинаковы для постоянного и переменного тока любой частоты. Однако при измерениях на звуковой и высокой частоте необходимо принимать меры для устранения ошибок, вносимых собственной емкостью измерительной цепи и ее элементов.

Измерение тока

Измерительный прибор (амперметр или миллиамперметр) включается последовательно с нагрузкой в любое место исследуемой цепи (схема *А* на рис. 15-1).

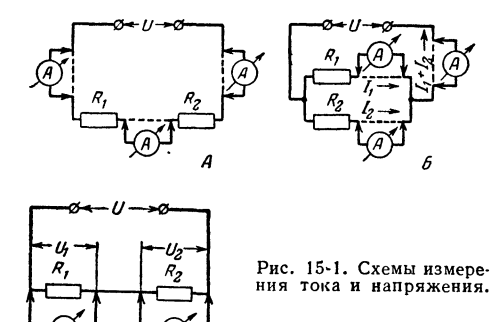


Рис. 15-1. Схемы измерения тока и напряжения.

При измерении в параллельных ветвях цепи прибор включается в соответствующую ветвь (схема *Б* на рис. 15-1).

Внутреннее сопротивление прибора должно быть малым по сравнению с сопротивлением измеряемой цепи, чтобы избежать ошибки из-за недопустимого уменьшения измеряемого тока при включении прибора.

Величину тока можно определить и путем измерения падения напряжения на сопротивлении, величина которого известна (схема *В* на рис. 15-1). В этом случае неизвестный ток

$$I = \frac{U_1}{R_1} = \frac{U_2}{R_2}.$$

Измерение напряжения

Измерительный прибор (вольтметр) включается параллельно участку цепи, на котором производится измерение (схема *В* на рис. 15-1).

Наиболее употребительные способы измерения напряжения (при помощи магнитоэлектрических, электромагнитных, электродинамических и тепловых приборов) представляют по существу измерения величины тока, причем через прибор течет небольшой ток, являющийся мерой напряжения, существующего между точками, к которым подключен прибор. Шкала прибора градуируется в вольтах. Лишь электростатические и ламповые вольтметры реагируют непосредственно на напряжение, а не на ток.

Внутреннее сопротивление вольтметра должно быть возможно большим по сравнению с сопротивлением участка цепи, на котором производится измерение, чтобы избежать ошибки из-за уменьшения этого сопротивления при включении прибора.

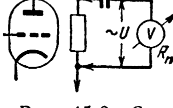


Рис. 15-2. Схема измерения переменного напряжения при наличии в цепи составляющей постоянного напряжения.

При измерении переменного напряжения на участке цепи, в которой содержится постоянная составляющая напряжения, вольтметр переменного тока присоединяется к нужным точкам цепи через конденсатор (рис. 15-2). Реактивное сопротивление конденсатора

$$X_{C\,(ом)} = \frac{10^6}{2\pi f_{(гц)} C_{(мкф)}}$$

должно быть значительно меньше сопротивления прибора, т. е.

$$\frac{10^6}{2\pi f C} \ll R_п,$$

где $R_п$ — сопротивление прибора вместе с добавочным сопротивлением для данной шкалы.

Пример. $f = 1\,000$ *гц*; $R_п = 250\,000$ *ом*; $C = 0,1$ *мкф*. При этом

$$X_C = \frac{10^6}{2 \cdot 3,14 \cdot 1\,000 \cdot 0,1} \approx 1\,500 \text{ ом}.$$

$1\,500 \ll 250\,000$, т. е. условие удовлетворено.

Измерение мощности

Наиболее распространенным способом является косвенное измерение, при котором измеряются ток и напряжение, а мощность определяется расчетом:

$$P_{(вт)} = I_{(a)} U_{(в)}.$$

Если напряжение известно, то достаточно измерить только ток, а если известен ток, то измеряется только напряжение.

Если известно сопротивление нагрузки, мощность определяется по измеренному току

$$P_{(вт)} = I^2_{(a)} R_{(ом)}$$

или по измеренному напряжению

$$P_{(вт)} = \frac{U^2_{(в)}}{R_{(ом)}}.$$

Пример 1. $I = 50$ *ма*; $R = 1\,000$ *ом*. Тогда $P = 0{,}05^2 \times \times 1\,000 = 0{,}25$ *вт*.

Пример 2. $U = 100$ *в*; $R = 1\,000$ *ом*;

$$P = \frac{100^2}{1\,000} = 10 \text{ вт}.$$

Специальные приборы с двумя рамками — ваттметры — позволяют одновременно измерять напряжение и ток. Стрелка таких приборов указывает на шкале сразу величину мощности.

15-5. ИЗМЕРЕНИЕ РЕЖИМА ЛАМП

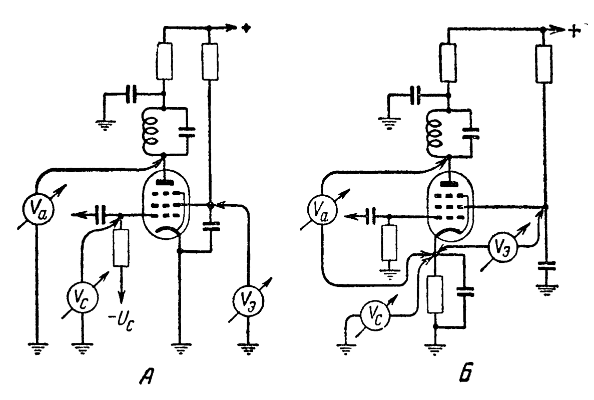


Рис. 15-3. Измерение напряжения на электродах лампы.
А — при схеме с заземленным катодом; *Б* — при схеме с автоматическим смещением.

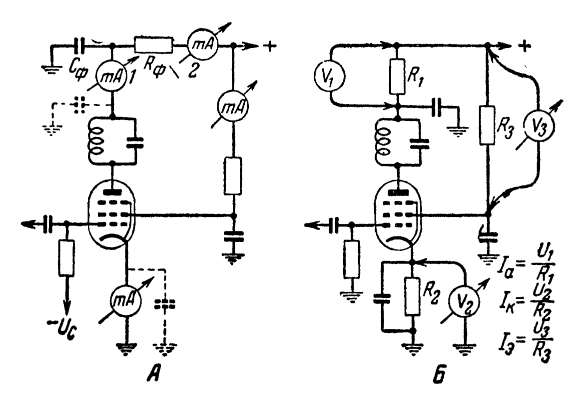


Рис. 15-4. Измерение тока в цепях электродов лампы.
А — при помощи миллиамперметра (*1* — при отсутствии и *2* — при наличии развязывающего фильтра $R_ф C_ф$); *Б* — при помощи вольтметра.

15-6. РАСШИРЕНИЕ ПРЕДЕЛОВ ИЗМЕРЕНИЙ

При измерении токов для расширения пределов измерений параллельно прибору включается сопротивление $R_ш$ (шунт), величина которого выбирается в зависимости от внутреннего сопротивления самого прибора $R_п$ и нового предела измерения (рис. 15-5). За счет шунта уменьшается ток, текущий через прибор,

$$I_и = I_п \frac{R_п + R_ш}{R_ш}; \quad R_ш = R_п \frac{I_п}{I_и - I_п},$$

где $I_и$ — наибольшая величина тока, который должен быть измерен прибором с шунтом;

$I_п$ — ток полного отклонения стрелки прибора без шунта;

$I_и$ и $I_п$ — в одинаковых единицах (*а* или *ма*).

Пример. $R_п = 20$ *ом*; $I_п = 10$ *ма*; $I_и = 50$ *ма*.

$$R_ш = 20 \cdot \frac{10}{50 - 10} = 5 \text{ ом}.$$

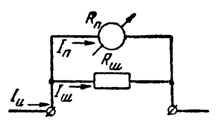


Рис. 15-5. Шунтирование прибора для расширения пределов измерения тока.

Значения $R_{ш1}$, $R_{ш2}$ и $R_{ш3}$ в схеме *А* на рис. 15-6 рассчитываются для соответствующих пределов измерений $I_{и1}$, $I_{и2}$ и $I_{и3}$ по указанной выше формуле, так же как и в предыдущем примере.

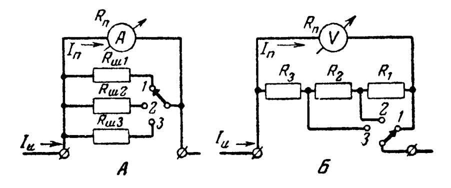


Рис. 15-6. Схемы многопредельных миллиамперметров.

В схеме *Б* на рис. 15-6 положение *1* соответствует $I_{и1}$, положение *2* — $I_{и2}$ и положение *3* — $I_{и3}$.

$$R_1 + R_2 + R_3 = R_ш; \quad R_1 = R_ш - \frac{I_{и1}}{I_{и2}} R_ш;$$

$$R_2 = R_ш - R_1 - \frac{I_{и1}}{I_{и3}} R_ш;$$

$$R_3 = R_ш - R_1 - R_2.$$

Величина $R_ш$ выбирается такой, чтобы $R_ш \geqslant 10 R_п$.

Пример. $R_п = 100$ *ом*; $I_{и1} \approx I_п = 1$ *ма*; $I_{и2} = 5$ *ма*; $I_{и3} = 10$ *ма*.

Выбираем $R_ш = 10 R_п = 1\,000$ *ом*; тогда

$$R_1 = 1\,000 - \frac{1}{5}\,1\,000 = 800 \text{ ом};$$

$$R_2 = 1\,000 - 800 - \frac{1}{10}\,1\,000 = 100 \text{ ом};$$

$$R_3 = 1\,000 - 800 - 100 = 100 \text{ ом}.$$

При большем числе пределов измерений сопротивления шунтов рассчитываются по такому же принципу.

При измерении напряжений для расширения пределов измерений последовательно с прибором включается добавочное сопротивление $R_д$ (рис. 15-7), величина которого выбирается в зависимости от внутреннего сопротивления самого прибора $R_п$ и нового предела измерений. За счет

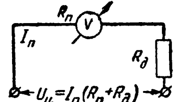


Рис. 15-7. Расширение пределов измерения напряжения.

добавочного сопротивления уменьшается напряжение, падающее на самом приборе,

$$R_д = R_п\left(\frac{U_и}{U_0} - 1\right),$$

где $U_и$ — наибольшая величина напряжения, которое должно быть измерено прибором с добавочным сопротивлением;

U_0 — наибольшее значение напряжения, измеряемого прибором без добавочного сопротивления.

Пример. $R_п = 1\,000$ *ом*; $U_0 = 5$ *в*; $U_и = 250$ *в*.

$$R_д = 1\,000\left(\frac{250}{5} - 1\right) = 49\,000 \text{ ом}$$

Чтобы сделать заново вольтметр со шкалой на $U_и$ *в*, величину добавочного сопротивления к прибору определяют по формуле

$$R_д = \frac{1\,000 U_и}{I_п} - R_п,$$

где $I_п$ — ток, *ма*, при котором стрелка прибора отклоняется на всю шкалу; этот ток тем меньше, чем чувствительнее прибор

Пример. $R_п = 100$ *ом*; $I_п = 1$ *ма*; $U_и = 10$ *в*.

$$R_д = \frac{1\,000 \cdot 10}{1} - 100 = 9\,900 \text{ ом}.$$

В схеме *А* на рис. 15-8 добавочное сопротивление $R_{д1}$ определяет предел измерений $U_{и1}$; $R_{д2}$ — предел $U_{и2}$ и $R_{д3}$ — предел $U_{и3}$.

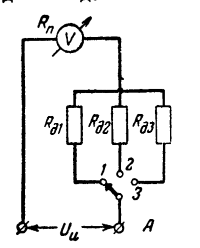
Пример. $R_п = 100$ *ом*; $I_п = 2$ *ма*; $U_{и1} = 50$ *в*; $U_{и2} = 150$ *в*; $U_{и3} = 250$ *в*.

$$R_{д1} = \frac{1\,000 \cdot 50}{2} - 100 = 24\,900 \text{ ом};$$

$$R_{д2} = \frac{1\,000 \cdot 150}{2} - 100 = 74\,900 \text{ ом};$$

$$R_{д3} = \frac{1\,000 \cdot 250}{2} - 100 = 124\,900 \text{ ом}.$$

В схеме *Б* на рис. 15-8 предел измерений $U_{и1}$ определяется сопротивлением $R_{д1}$, предел $U_{и2}$ — сопротивлениями $R_{д1} + R_{д2}$ и предел $U_{и3}$ — сопротивлениями $R_{д1} + R_{д2} + R_{д3}$.



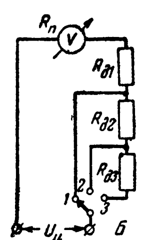


Рис. 15-8. Схемы многопредельных вольтметров.

Пример. $R_п = 100$ *ом*; $I_п = 2$ *ма*; $U_{и1} = 3$ *в*; $U_{и2} = 30$ *в*; $U_{и3} = 300$ *в*.

$$R_{д1} = \frac{1000 \cdot 3}{2} - 100 = 1\,400 \text{ ом};$$

$$R_{д1} + R_{д2} = \frac{1\,000 \cdot 30}{2} - 100 = 14\,900 \text{ ом},$$

откуда

$$R_{д2} = 14\,900 - 1\,400 = 13\,500 \text{ ом};$$

$$R_{д1} + R_{д2} + R_{д3} = \frac{1\,000 \cdot 300}{2} - 100 = 149\,900 \text{ ом},$$

откуда

$$R_{д3} = 149\,900 - 13\,500 - 1\,400 = 135\,000 \text{ ом}.$$

Внутреннее сопротивление вольтметра включает величину сопротивления катушек прибора и величину добавочного сопротивления, расширяющего предел измерений для данной шкалы. На разных шкалах внутреннее сопротивление одного и того же многопредельного вольтметра различно в зависимости от величины добавочного сопротивления. Поэтому вольтметр оценивается по *величине внутреннего сопротивления, приходящегося на 1 в шкалы* $(R'_{вн})$, которое остается одинаковым для всех шкал данного прибора.

Величина внутреннего сопротивления на 1 *в* шкалы определяется по формуле

$$R'_{вн} = \frac{1\,000}{I_п},$$

где $I_п$ — ток, *ма*, при котором стрелка прибора отклоняется на всю шкалу.

Пример. $I_п = 0,5$ *ма*; тогда

$$R'_{вн} = \frac{1\,000}{0,5} = 2\,000 \text{ ом/в}.$$

Внутреннее сопротивление вольтметра $R_{вн}$ со шкалой $U_и$ будет:

$$R_{вн} = R'_{вн} U_и.$$

Пример. $U_и = 250$ *в*; $R'_{вн} = 2\,000$ *ом/в*.

$$R_{вн} = 2\,000 \cdot 250 = 500\,000 \text{ ом}.$$

Добавочные сопротивления и шунты можно составлять путем комбинаций из последовательно и параллельно соединяемых непроволочных сопротивлений. Мощность, рассеиваемая на сопротивлениях, не должна превышать 20% номинальной величины, указанной на сопротивлении.

Градуировка приборов после переделки должна производиться по приборам класса, высшего хотя бы на одну ступень.

15-7. ЛАМПОВЫЕ ВОЛЬТМЕТРЫ

Принцип действия. Величина измеряемого напряжения (постоянного или переменного), подводимого к управляющей сетке лампы вольтметра, определяется косвенным путем — по изменению анодного тока лампы, которое происходит под действием этого напряжения. В распространенных схемах ламповых вольтметров переменное напряжение предварительно выпрямляется при помощи диода и затем выпрямленное напряжение подается на сетку лампы вольтметра (рис. 15-9).

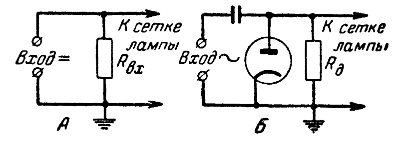


Рис. 15-9. Схемы входа ламповых вольтметров.

Свойства. *При измерении постоянных напряжений* прибор имеет высокое входное сопротивление (порядка 10 *Мом* и более), которое не зависит от предела измерений.

При измерении переменных напряжений прибор отличается высоким входным сопротивлением вплоть до очень высоких частот (100 *Мгц* и даже выше) и независимостью показаний от частоты.

Основные погрешности измерений вызываются непостоянством питающих напряжений и разницей в параметрах ламп вольтметра при смене последних, а для переменных напряжений, кроме того, отклонением формы измеряемого напряжения от чисто синусоидальной, при которой производится градуировка, и на высоких частотах — шунтирующим действием входной емкости.

Входное сопротивление $R_{вх}$ при измерениях на постоянном токе равно сопротивлению между входными зажимами вольметра (схема *А* на рис. 15-9). Обычно на входе имеется делитель напряжения с общим сопротивлением $\geqslant 10$ *Мом*.

На переменном токе при не очень высоких частотах входное сопротивление $R_{вх}$ приблизительно равно $\frac{1}{3}$ $R_д$, где $R_д$ — сопротивление нагрузки диода (схема *Б* на рис. 15-9; такую схему называют иногда схемой с закрытым входом).

Измерение входного сопротивления

На вход вольтметра подается переменное напряжение нужной частоты и отмечается показание вольтметра (U_1). Затем, не изменяя величины напряжения, последовательно с вольтметром включают сопротивление R (непроволочное) и отмечают новое показание вольтметра U_2, тогда

$$R_{вх} = \frac{U_2 R}{U_1 - U_2}.$$

15-8. ИЗМЕРЕНИЕ СОПРОТИВЛЕНИЙ

Метод вольтметра — амперметра

Пределы измерений определяются чувствительностью приборов. Для получения достаточной точности необходимо, чтобы внутреннее сопротивление вольтметра было много больше измеряемого сопротивления R_x (рис. 15-10).

Рис. 15-10. Схема измерения сопротивлений методом вольтметра—амперметра.

Значение R_x определяется расчетом по показаниям приборов:

$$R_{x\,(ом)} = \frac{U_{(в)}}{I_{(а)}}.$$

Метод вольтметра

Для измерения по схеме, приведенной на рис. 15-11, необходимо знать величину внутреннего сопротивления вольтметра $R_{вн}$. Наибольшая величина измеряемого сопротивления $R_x \leqslant 10 \div 15\ R_{вн}$.

Производятся два отсчета: U_0 — при переключателе в положении *1* и U_x — при переключателе в положении *2*.

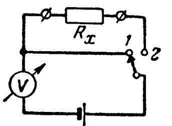


Рис. 15-11. Схема измерения сопротивлений методом вольтметра.

Значение R_x определяется расчетом:

$$R_x = R_{вн} \frac{U_0 - U_x}{U_x}.$$

Омметр по схеме последовательного включения

Пределы измерений 1—10^5 *ом*.

$R_{д1}$, $R_{д2}$ и $R_{д3}$ — добавочные сопротивления для разных пределов измерений; $R_ш$ — сопротивление для установки нуля (рис. 15-12).

Значение R_x отсчитывается непосредственно по шкале, градуированной в омах. Шкала неравномерная, сжатая в сторону больших значений R_x. Нуль шкалы — справа при токе полного отклонения стрелки прибора.

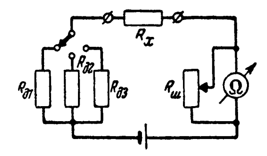


Рис. 15-12. Схема омметра последовательного включения.

Градуировку шкалы можно произвести, пользуясь формулой

$$R_x = R_0 \frac{I_0 - I_x}{I_x},$$

где $R_0 = R_д + \frac{R_п R_ш}{R_п + R_ш}$;

I_0 — ток при замкнутых накоротко зажимах для R_x;
I_x — ток при включенном сопротивлении R_x;
$R_п$ — сопротивление прибора.

Омметр по схеме параллельного включения

Пределы измерений 0,01—10 *ом*.

$R_д$ — сопротивление для установки стрелки прибора на полное отклонение при невключенном R_x (рис. 15-13). Для получения достаточной точности необходимо, чтобы $R_д \geqslant 25\ R_п$.

Значение R_x отсчитывается непосредственно по шкале, градуированной в омах. Шкала неравномерная, сжатая в сторону больших значений R_x. Нуль шкалы — слева при нулевом токе.

Рис. 15-13. Схема омметра параллельного включения.

Градуировку шкалы можно произвести, пользуясь формулой

$$R_x = R_п \frac{I_x}{I_0 - I_x},$$

где I_0 — ток полного отклонения стрелки прибора.

Мост

Пределы измерений определяются величиной сопротивлений R_1, R_2, R_3 и чувствительностью гальванометра $Г$ (рис. 15-14).

Значение R_x определяется по формуле

$$R_x = R_1 \frac{R_2}{R_3},$$

где R_1, R_2 и R_3 — сопротивления, при которых получается баланс моста (показание гальванометра равно нулю).

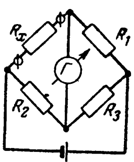


Рис. 15-14. Схема моста для измерения сопротивлений.

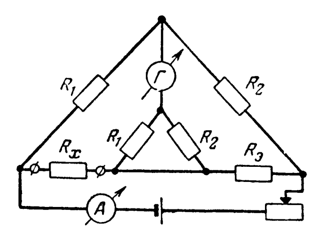


Рис. 15-15. Схема двойного моста для измерения малых сопротивлений.

Двойной мост

Используется для измерения малых сопротивлений (менее 1 *ом*).

Значение R_x (рис. 15-15) определяется при балансе моста по формуле

$$R_x = R_3 \frac{R_1}{R_2}.$$

15-9. ИЗМЕРЕНИЕ ЕМКОСТЕЙ

Метод вольтметра — амперметра

При частоте тока 50 *гц* применяется для измерения больших емкостей ($C_x \gg 1$ *мкф*).

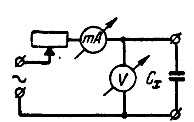


Рис. 15-16. Схема измерения емкостей методом вольтметра — амперметра.

Пределы измерений могут быть расширены путем повышения частоты тока и чувствительности миллиамперметра *mA* (рис. 15-16). Например, при частоте 1 000 *гц*, напряжении 100 *в* и конденсаторе емкостью 1 500 *пф* в цепи пройдет ток около 1 *ма*.

Вольтметр *V* должен обладать большим внутренним сопротивлением.

Значение C_x определяется расчетом по показаниям приборов:

$$C_{x\,(мкф)} = \frac{160 I_{(ма)}}{f_{(гц)} U_{(в)}}.$$

Резонансный метод

Применяется для измерения малых емкостей (от нескольких пикофарад до нескольких тысяч пикофарад).

Контур, слабо связанный с источником тока высокой частоты, состоит из измеряемой емкости C_x и эталонной индуктивности $L_э$ (рис. 15-17). Частоту генератора сигна-

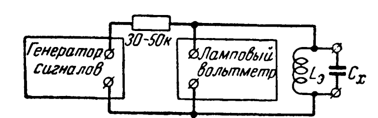


Рис. 15-17. Схема измерения емкостей резонансным методом.

лов изменяют, настраивая его в резонанс с контуром. Момент резонанса определяется по максимальному показанию лампового вольтметра:

$$C_{x\,(пф)} = \frac{2{,}53 \cdot 10^{10}}{f^2_{(кгц)} L_{э(мкгн)}}.$$

Метод моста

Измерение производится при питании схемы от источника переменного тока с частотой 800—1 000 *гц*.

Для конденсаторов с хорошим диэлектриком (с малыми потерями) применяется схема *А*, а для конденсаторов с большими потерями — схема *Б* (рис. 15-18). $R_к$ — сопро-

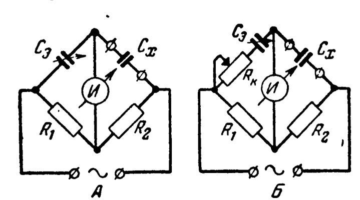


Рис. 15-18. Мостовые схемы измерения емкостей.

тивление, компенсирующее сдвиг фаз при балансе моста.

Момент баланса отмечается по минимуму показаний индикатора *И* (миллиамперметра переменного тока, лампового прибора или телефона):

$$C_x = C_э \frac{R_1}{R_2}.$$

Метод биений

Применяется для измерения малых емкостей (от единиц до тысяч пикофарад).

Принцип измерения заключается в прослушивании биений, получающихся между колебаниями двух одина-

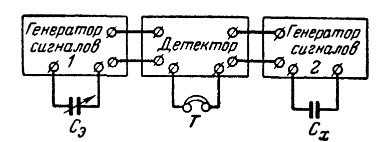


Рис. 15-19. Схема измерения емкостей по методу биений.

ковых высокочастотных генераторов, из которых в одном контур настраивается эталонной емкостью (градуированным конденсатором $C_э$), а в другом — измеряемой емкостью C_x (рис. 15-19). Поскольку индуктивности обоих контуров одинаковы, нулевые биения получаются в момент, когда эталонная емкость равна измеряемой.

15-10. ИЗМЕРЕНИЕ ИНДУКТИВНОСТЕЙ

Метод вольтметра — амперметра

Применяется при измерении больших индуктивностей (обмотки дросселей и трансформаторов со стальными сердечниками) на технической и низкой частоте (рис. 15-20).

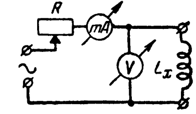


Рис. 15-20. Схема измерения индуктивностей по методу вольтметра — амперметра.

Ток с частотой 50 *гц* (или 400—1 000 *гц*), регулируемый сопротивлением *R*, измеряется миллиамперметром переменного тока *mA*. Одновременно вольтметром *V* измеряется падение напряжения на испытываемой катушке L_x.

Вольтметр *V* должен обладать большим внутренним сопротивлением. Лучше всего применять для этой цели ламповый вольтметр.

Если активное сопротивление катушки *r* много меньше реактивного $X_L = 6{,}28f$, т. е. $r \ll X_L$, то

$$L_{x\,(гн)} = \frac{U_{(в)}}{6{,}28 f_{(гц)} I_{(а)}}.$$

Если же величина *r* соизмерима с X_L, то

$$L_{x\,(гн)} = \frac{\sqrt{\left(\frac{U_{(в)}}{I_{(а)}}\right)^2 - r^2_{\,(ом)}}}{6{,}28 f_{(гц)}}.$$

Резонансный метод

Применяется при измерении индуктивности высокочастотных катушек. Контур, состоящий из измеряемой

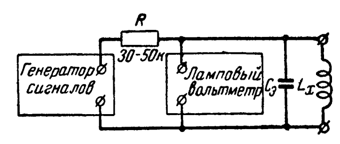


Рис. 15-21. Схема измерения индуктивностей резонансным методом.

индуктивности L_x и известной (эталонной) емкости $C_э$, слабо связывается с генератором сигналов (индуктивно или, как показано, через сопротивление *R*), который настраивается в резонанс с контуром (рис. 15-21). Момент

резонанса определяется по максимальному показанию лампового вольтметра:

$$L_{x\,(мкгн)} = \frac{2{,}53 \cdot 10^4}{f^2_{(кгц)} C_{э\,(мкф)}} = \frac{2{,}53 \cdot 10^{10}}{f^2_{(кгц)} C_{э\,(пф)}}.$$

Для уменьшения погрешности измерения емкость $C_э$ должна быть много больше собственной емкости катушки C_0.

Собственная емкость катушки может быть определена двукратным измерением с разными эталонными емкостями $C_{э1}$ и $C_{э2}$:

$$C_э = \frac{f_2^2 C_{э2} - f_1^2 C_{э1}}{f_2^2 - f_1^2}.$$

Метод моста

Измерение индуктивностей методом моста подобно измерению сопротивлений и производится при питании схемы переменным током с частотой 800—1 000 *гц*.

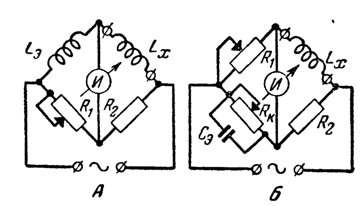


Рис. 15-22. Мостовые схемы измерения емкостей.

В схеме *А* (рис. 15-22) с эталонной индуктивностью $L_э$

$$L_x = L_э \frac{R_2}{R_1}.$$

В схеме *Б* (рис. 15-22) с эталонной емкостью $C_э$

$$L_{x\,(мкгн)} = C_{э\,(мкф)} R_{1\,(ом)} R_{2\,(ом)}.$$

Момент баланса отмечается по минимуму показаний индикатора *И* (миллиамперметра переменного тока, лампового прибора или телефона).

Сопротивление $R_к$ в схеме *Б* (на рис. 15-22) вводится для компенсации сдвига фаз при измерении катушек с большим активным сопротивлением.

15-11. ИЗМЕРЕНИЯ ПРИ ПОМОЩИ КУМЕТРА

Основное назначение куметра — измерение на высокой частоте добротности Q элементов колебательного контура — катушек и конденсаторов. Измерение основано на том, что напряжение на контуре при резонансе в Q раз превосходит величину напряжения U_0, введенного в контур (рис. 15-23), т. е.

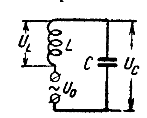


Рис. 15-23. Принцип измерения добротности.

$$U_L = U_C = QU_0.$$

Измерение добротности катушки Q_L. Напряжение высокой частоты подается на эталонное сопротивление $R_э$ (порядка 0,04—0,05 *ом*) и вводится в контур, состоящий из эталонного конденсатора $C_э$ и испытываемой катушки L_x (рис. 15-24). Потери в конденсаторе $C_э$ очень малы, и поэтому можно считать, что величина Q контура $C_э L_x$ определяется только добротностью катушки L_x.

Если ток I_0 через $R_э$ поддерживается постоянным, то напряжение, измеренное ламповым вольтметром, будет прямо пропорционально Q. Поэтому гальванометр лампового вольтметра градуируется непосредственно в значениях Q.

Измерение добротности конденсатора Q_C. Принцип измерения тот же. Вместо L_x включается эталонная индуктивность. При помощи $C_э$ контур настраивается на нужную частоту; при этом отмечаются значения $C_{э1}$ и Q_1. Затем параллельно $C_э$ подключается C_x и емкость $C_{э1}$

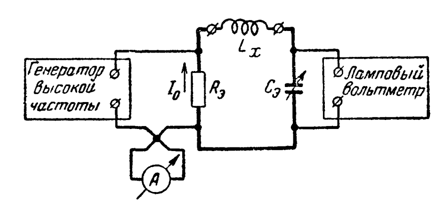


Рис. 15-24. Принцип работы куметра.

уменьшают до получения резонанса; при этом отмечаются значения $C_{э2}$ и Q_2.

Добротность конденсатора C_x определяется по формуле

$$Q_C = \frac{Q_1 Q_2 (C_{э1} - C_{э2})}{(Q_1 - Q_2)\, C_{э1}}.$$

Измерение индуктивности L. Контур из L_x и $C_э$ настраивается в резонанс на какую-либо частоту f. При этом

$$L_{x\,(мкгн)} = \frac{2{,}53 \cdot 10^{10}}{f^2_{(кгц)} C_{(пф)}}.$$

Куметр типа КВ-1 имеет шкалу, градуированную в значениях индуктивности, позволяющую определять величину L_x без пересчетов (при определенных частотах генератора).

Для уменьшения влияния собственной емкости катушки желательно выбирать возможно большую величину $C_э$.

Измерение емкости C_x сходно с измерением добротности конденсатора с той лишь разницей, что нет необходимости отмечать значение Q.

Емкость конденсатора C_x определяется из выражения

$$C_x = C_{э1} - C_{э2}.$$

15-12. ИЗМЕРЕНИЯ ПРИ ПОМОЩИ ОСЦИЛЛОГРАФА

Определение чувствительности осциллографа

На вход вертикального отклонения *В* подается синусоидальное напряжение (например, от электросети), измеряемое вольтметром V (рис. 15-25). Напряжение развертки выключается. Измеряется длина l вертикальной линии, которая будет пропорциональна двойной амплитуде измеряемого напряжения. Таким образом,

$$a = \frac{l}{2{,}82U},$$

Рис. 15-25. Схема для определения чувствительности осциллографа.

где a — чувствительность по вертикали, *мм/в*;

l — длина вертикальной линии, *мм*;

U — измеряемое напряжение (действующее значение).

Если напряжение подается на вход усилителя, то величина a подсчитывается для определенных положений ручки регулировки чувствительности.

Чувствительность по горизонтали измеряется так же, но при подаче напряжения на вход горизонтального отклонения *Г*.

Измерение переменного напряжения

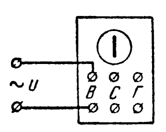


Рис. 15-26. Схема измерения переменных напряжений при помощи осциллографа.

Измеряемое синусоидальное напряжение подается на вход вертикального отклонения (рис. 15-26). Напряжение развертки выключается. Действующее значение напряжения

$$U = al,$$

где a — чувствительность по вертикали, *мм/в*;

l — длина вертикальной линии, *мм*.

Измерение переменного тока

В измеряемую цепь последовательно включается сопротивление R (рис. 15-27), величина которого известна, и осциллографом измеряется падение напряжения U на этом сопротивлении. Тогда измеряемый ток

$$I_{(a)} = \frac{U_{(в)}}{R_{(ом)}}.$$

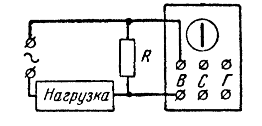


Рис. 15-27. Схема измерения переменного тока при помощи осциллографа.

Определение частоты напряжения и сравнение двух частот

Напряжение развертки выключается. На вход (или усилитель) горизонтального отклонения *Г* подается напряжение неизвестной частоты f_x (рис. 15-28), а на вход вертикального отклонения *В* — напряжение известной частоты $f_г$ (например, от звукового генератора). Частоту генератора изменяют до получения на экране осциллографа одной из фигур Лиссажу. Неизвестная частота определяется по форме фигуры Лиссажу.

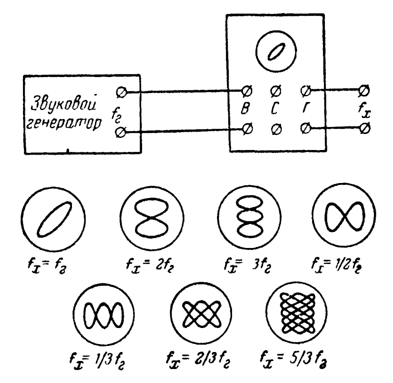


Рис. 15-28. Схема для сравнения частот при помощи осциллографа.

Общее правило: если напряжение измеряемой частоты подано на вход горизонтального отклонения, а напряжение известной частоты — на вход вертикального отклонения, то

$$f_x = \frac{n}{m} f_г,$$

где n — число точек касания фигуры с вертикальной линией;

m — число точек касания фигуры с горизонтальной линией.

Наблюдение резонансных характеристик усилителя промежуточной частоты

На вход усилителя промежуточной частоты подается напряжение от частотно-модулированного генератора. Вход усилителя вертикального отклонения *В* осциллографа присоединяется к сопротивлению нагрузки детектора приемника. Синхронизирующее напряжение подается от генератора на зажимы *С* внешней синхронизации осциллографа (рис. 15-29).

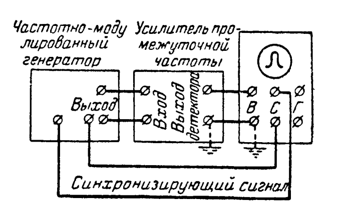


Рис. 15-29. Схема для наблюдения резонансных характеристик.

15-13. СХЕМЫ РАДИОЛЮБИТЕЛЬСКОЙ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ АППАРАТУРЫ

Авометр

Авометр (ампервольтомметр) — универсальный прибор для измерения тока, напряжения и сопротивления.

В данной схеме (рис. 15-30) используется миллиамперметр магнитоэлектрической системы на 1 *ма*. Вольтметр с таким прибором обладает внутренним сопротивлением 1 000 *ом/в*.

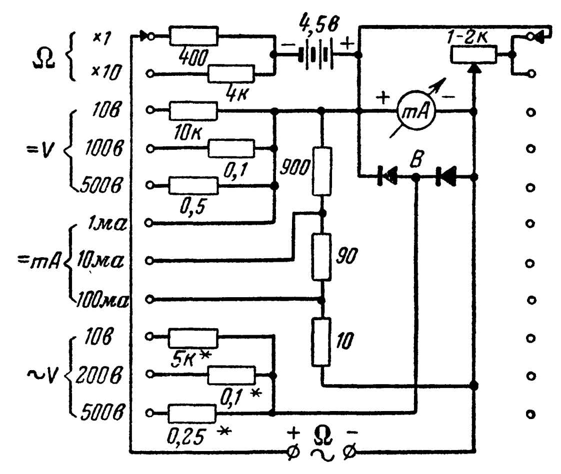


Рис. 15-30. Схема любительского авометра.

Для омметра предусмотрены две шкалы: до 10 *ком* и до 100 *ком*. Пределы измерений для остальных шкал указаны на схеме.

Значения сопротивлений, отмеченных звездочкой, указаны ориентировочно и должны быть подобраны точнее при градуировке прибора (их величина зависит от данных купроксного или германиевого выпрямителя). Выпрямитель *В* должен быть включен так, чтобы он не пропускал тока при полярности, указанной на схеме.

Ламповый вольтметр с электронно-лучевым индикатором

До измерения ручку сопротивления R_2 (рис. 15-31) ставят в крайнее (верхнее по схеме) положение (смещение с R_2 не подается), зажимы *1* и *3* замыкают накоротко и ручку сопротивления R_1 устанавливают в такое положение, при котором тень на экране лампы 6Е5С имеет вид тонкой линии. Затем зажимы *1* и *3* размыкаются.

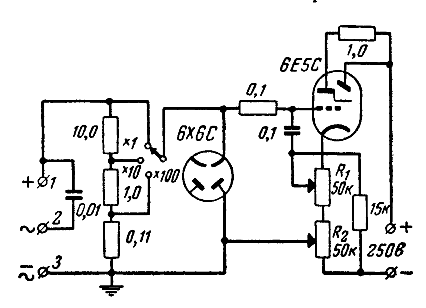


Рис. 15-31. Схема лампового вольтметра с электронно-лучевым индикатором.

Измеряемое напряжение подается на вход вольтметра (постоянное — на зажимы *1* и *3*, а переменное — на зажимы *2* и *3*), и ручку сопротивления R_2 вращают до получения на экране лампы тонкой теневой линии. Ручка R_2 снабжается шкалой, градуированной в вольтах.

Мост с электронно-лучевым индикатором

Предназначен для измерения емкостей 10 *пф* — 10 *мкф*, а также для измерения сопротивлений 10 *ом*—10 *Мом* (рис. 15-32).

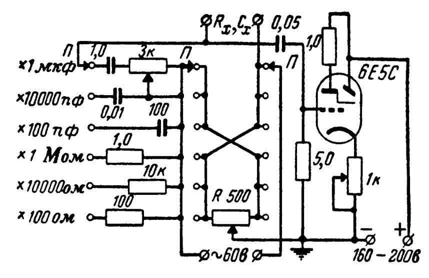


Рис. 15-32. Схема моста с электронно-лучевым индикатором.

Равновесие моста получается при таком положении строенного переключателя и ручки переменного сопротивления R, когда теневой сектор лампы 6Е5С имеет наибольшую ширину. Измеряемая величина отсчитывается по шкале сопротивления R, которая градуируется по магазину сопротивлений, включаемому для этого вместо R_x. Начало шкалы должно иметь отметку 0,1, а конец — 10. Показания шкалы умножаются на показатель предела измерений.

Величина сопротивления в катоде лампы подбирается при регулировке прибора такой, чтобы теневой сектор имел в момент равновесия моста угол около 30°.

Прибор для измерения индуктивностей и емкостей

Прибор позволяет измерять индуктивности до 3 *мгн* и емкости до 0,1 *мкф* (рис. 15-33).

Колебания с частотой 1 500—6 000 *кгц*, генерируемые триодной частью лампы 6Г7 (или 6Г2), подаются на контур, в который входит измеряемая емкость C или индуктивность L. Резонанс отмечается по уменьшению затененного сектора лампы 6Е5С.

Шкала конденсатора переменной емкости C (20—700 *пф*) градуируется непосредственно в значениях L и C по эталонам, включаемым для этой цели вместо L_x и C_x.

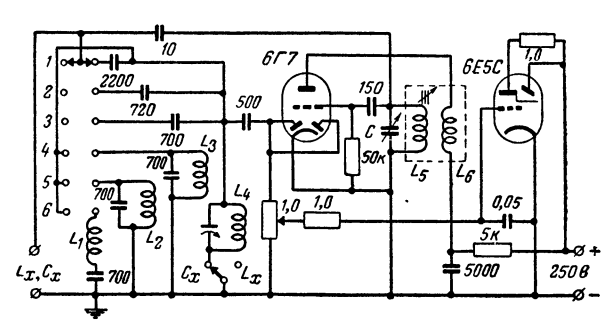


Рис. 15-33. Схема прибора для измерения индуктивностей и емкостей.

Измерение емкостей производится при положениях *1* (до 1 000 *пф*), *2* (до 10 000 *пф*) и *3* (до 0,1 *мкф*) переключателя пределов измерений, а измерение индуктивностей — при положениях *4* (10 *мкгн* — 3 *мгн*), *5* (1—300 *мкгн*) и *6* (менее 1 *мкгн*).

Катушки прибора намотаны проводом ПЭШО 0,15 (обмотка «универсаль»): L_1 — 80, L_2 — 150, L_3 — 230, L_4 — 110, L_5 — 110 и L_6 — 30 витков на каркасах диаметром 12 *мм*.

Авометр на транзисторах

Прибор (рис. 15-34) позволяет измерять постоянные и переменные напряжения низкой частоты до 1 000 *в* при высоком входном сопротивлении (100 *ком/в*), постоянный и переменный ток до 1 *а* и сопротивления до 10 *Мом*.

По схеме прибор представляет мост, плечами которого служат сопротивления R_{17} и R_{18} и участки коллектор — эмиттер транзисторов T_1 и T_2. При всех видах измерений происходит изменение сопротивления транзисторов и баланс моста нарушается. Получающееся на выходе напряжение измеряется микроамперметром чувствительностью 200—300 *мка*.

Батареи питания состоят из гальванических элементов типа ФБС-0,25 ($Б_3$ — 4 элемента, соединенные последовательно; $Б_2$ — один элемент; $Б_1$ — два элемента, соединенные параллельно).

Сопротивления R_1—R_{15}, а также R_{17} и R_{18} подбираются с точностью ±1%. Конденсатор C_2 должен быть рассчитан на рабочее напряжение не менее 1 000 *в*. Транзисторы должны быть подобраны по возможности с близкими параметрами.

Балансировка моста производится путем уравнивания токов коллекторов обоих транзисторов с помощью переменного сопротивления R_{16}. Чувствительность моста устанавливается при помощи сопротивления R_{19}, величина которого подбирается так, чтобы при подаче на вход постоянного напряжения 100 *в* стрелка гальванометра установилась на нужном делении шкалы.

Калибровка прибора при измерении переменных напряжений производится переменным сопротивлением R_{21}, а установка нуля омметра — сопротивлением R_{20}.

Универсальный измерительный прибор

Прибор (рис. 15-35) позволяет измерять:

1. Постоянные напряжения до 3 000 *в* (шкалы на 3, 10, 30, 100, 300, 1 000, 3 000 *в*); при этом входное сопротивление

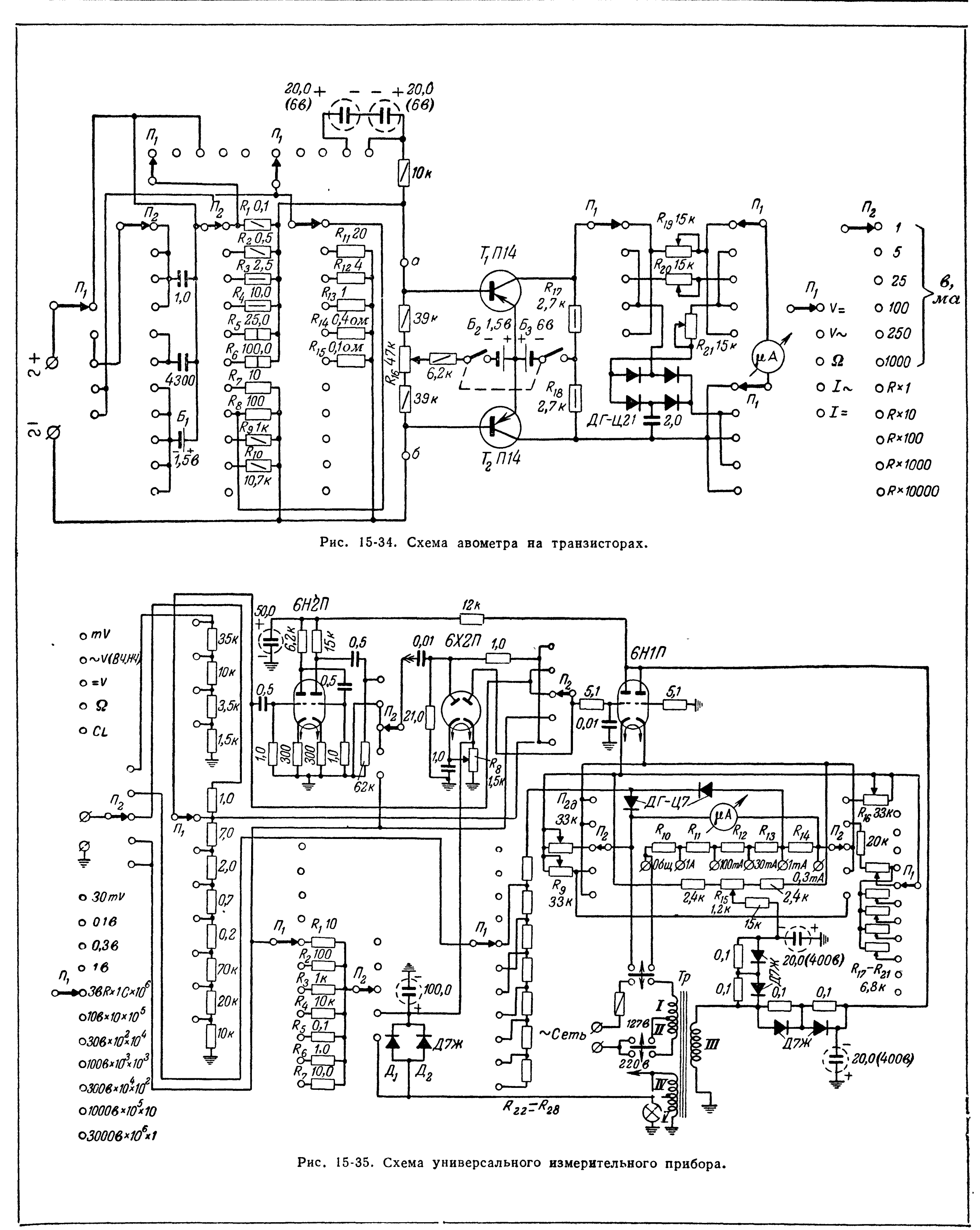


Рис. 15-34. Схема авометра на транзисторах.

Рис. 15-35. Схема универсального измерительного прибора.

равно 11 *Мом*. С выносным добавочным сопротивлением 90 *Мом* можно измерять напряжения до 30 *кв*.

2. Переменные напряжения низкой частоты до 3 000 *в* (диапазоны измерения те же, что и для постоянных напряжений).

3. Малые напряжения звуковой частоты до 20 *кгц* (шкалы на 30, 100, 300 и 1 000 *мв*).

4. Переменные напряжения высокой частоты до 70 *Мгц* (шкалы на 3, 10, 30, 100 и 300 *в*).

5. Сопротивления от 1 *ом* до 100 *Мом*.

6. Индуктивности от 110 *мгн* до 100 *гн*.

7. Емкости от 100 *пф* до 1 000 *мкф*.

8. Постоянные токи до 1 *а* (шкалы на 0,3; 1; 30; 100 и 1 000 *ма*).

Питание прибора производится от сети переменного тока на 127—220 *в*.

При измерении постоянных токов и напряжений низкой частоты работает только стрелочный прибор и питание от электросети выключается. Для всех остальных измерений используется ламповый вольтметр на лампе 6Н1П, выполненный по мостовой схеме. Мост балансируется переменным сопротивлением R_{15} (с его помощью стрелка микроамперметра устанавливается на нуль).

Правый по схеме диод лампы 6Х2П служит ограничителем и предохраняет вход лампового вольтметра от напряжений, превышающих 3 *в*. Левый диод используется при работе прибора в качестве милливольтметра и при измерении высокочастотных напряжений. В последнем случае измеряемое напряжение подается на диод с помощью выносного щупа. Потенциометр R_8 служит для компенсации начальных токов диодов.

При измерении сопротивлений сначала устанавливается нуль моста при замкнутом накоротко входе, а затем при разомкнутом входе с помощью сопротивления R_9 стрелку микроамперметра устанавливают на максимальное отклонение. После этого включается сопротивление R_x и на нем измеряется напряжение, характеризующее величину этого сопротивления. Точность измерения зависит от точности подбора эталонных сопротивлений R_1—R_7. Питание цепи омметра производится с помощью диодов $Д_1$ и $Д_2$.

При измерении индуктивностей и емкостей используется тот же принцип, но на вход подается переменное напряжение (3 *в*, 50 *гц*) и нуль моста устанавливается сопротивлением R_{15}.

Сопротивления R_{10}—R_{14} и R_{22}—R_{28} рассчитывают по формулам, приведенным на стр. 300 и 301 в зависимости от данных примененного микроамперметра, чувствительность которого желательно иметь порядка 150—500 *мка*.

Для регулировки чувствительности мостовой схемы служит сопротивление R_{16}, с помощью которого стрелка микроамперметра устанавливается на максимум при подаче на вход вольтметра постоянного напряжения 3 *в*. Величина сопротивления R_{17}—R_{21} подбирается для соответствующих шкал переменного напряжения.

Данные силового трансформатора *Тр*: обмотка *I* — 1 200 витков ПЭЛ 0,23; обмотка *II*—1 000 витков ПЭЛ 0,17; обмотка *III* — 2 000 витков ПЭЛ 0,1; обмотка *IV* — 72 витка ПЭЛ 0,8; обмотка *V* — 42 витка ПЭЛ 0,8. Сердечник собран из пластин Ш-16, набор 32 *мм*. Сетевую обмотку необходимо изолировать четырьмя-пятью слоями лакоткани от других обмоток.

Портативный осциллограф

Осциллограф позволяет наблюдать форму периодических колебаний в диапазоне частот 10 *гц* — 0,5 *Мгц*, а также короткие электрические импульсы и непериодические сигналы. Для этого он имеет как обычную, так и ждущую развертку. Кроме того, прибор позволяет сравнивать фазы и частоты двух сигналов путем модуляции яркости луча напряжением, подаваемым на катод трубки. Прибор может быть использован при исследовании усилителей, радиоприемников и телевизоров.

Схема осциллографа (рис. 15-36) содержит усилитель канала вертикального отклонения на лампах $Л_1$, $Л_2$ и $Л_3$, генератор развертки на лампе $Л_4$, усилитель канала горизонтальной развертки на лампе $Л_5$ и электронно-лучевую трубку типа 5ЛО38. Генератор развертки синхронизируется либо внешним, либо непосредственно исследуемым напряжением.

Лампа $Л_4$ может быть переведена и в режим ждущей развертки. Запускающие импульсы подаются в этом случае на гнездо $Г_5$ (положительные) или $Г_6$ (отрицательные).

Выпрямитель анодного питания работает на четырех полупроводниковых диодах типа ДГ-Ц27, а высоковольтный выпрямитель — на селеновом столбике типа АВС-7-3А.

Данные силового трансформатора *Тр*: обмотка *Iа* — 1 500 витков, *Iб* — 1 000 витков ПЭВ 0,23; обмотка *II* — 6 000 витков ПЭВ 0,09; обмотка *III* — 3,700 витков ПЭВ 0,12; обмотка *IV* — 87 витков ПЭВ 0,51; обмотка *V* — 87 витков ПЭВ 0,51. Сердечник собран из пластин Ш-16, набор 20 *мм*.

Сигнал-генератор с питанием от батарей

Сигнал-генераторы позволяют получить на выходе напряжение (модулированное или немодулированное) высокой частоты. От генераторов стандартных сигналов (ГСС) они отличаются тем, что выходное напряжение и глубина модуляции их не могут быть точно измерены.

Схема генератора приведена на рис. 15-37.

Диапазон частот 100 *кгц* — 16 *Мгц* разбит на пять поддиапазонов: 100—250 *кгц*; 250—700 *кгц*; 700—2 000 *кгц*; 2—5,5 *Мгц* и 5,5—16 *Мгц*.

Выходное напряжение — до 0,3 *в*.

Лампа 1Б1П — звуковой генератор на *R* и *C* с фиксированной частотой около 400 *гц* — служит модулятором. Лампа 1А1П — генератор высокой частоты по транзитронной схеме.

Катушки намотаны на каркасах диаметром 10 *мм*. L_1, L_2, L_3 и L_4 многослойные с намоткой «универсаль» (можно заменить намоткой внавал), а L_5 — однослойная; L_1 — состоит из 850 витков провода ПЭШО 0,12, L — 275 витков ПЭШО 0,2, L_3 — 112 витков ЛЭШО 10 × 0,07, L_4 — 42 витка ЛЭШО 10×0,07 и L_5 — 11 витков ПЭШО 0,5.

Гетеродинный индикатор резонанса (ГИР)

Прибор представляет собой генератор высокочастотных модулированных колебаний, в сеточную цепь лампы которого включен миллиамперметр (рис. 15-38). Если связать индуктивно контур гетеродина с другим, проверяемым контуром, то при настройке контуров в резонанс миллиамперметр покажет минимум тока. Прибор может быть использован для самых различных измерений в радиолюбительской практике.

Лампа $Л_1$ является генератором высокой частоты, $Л_2$ — модулятором и $Л_3$ — стабилизатором напряжения. Стрелочные миллиамперметры *mA* имеют предел измерений 0—1 *ма*.

Восемь сменных катушек L_1 позволяют получать высокочастотные колебания в диапазоне 1,1—160 *Мгц*. Модуляция осуществляется с частотой 400 *гц* или 100 *кгц*.

Переменное сопротивление R_2 служит для подбора наивыгоднейшего режима работы генератора на каждом диапазоне.

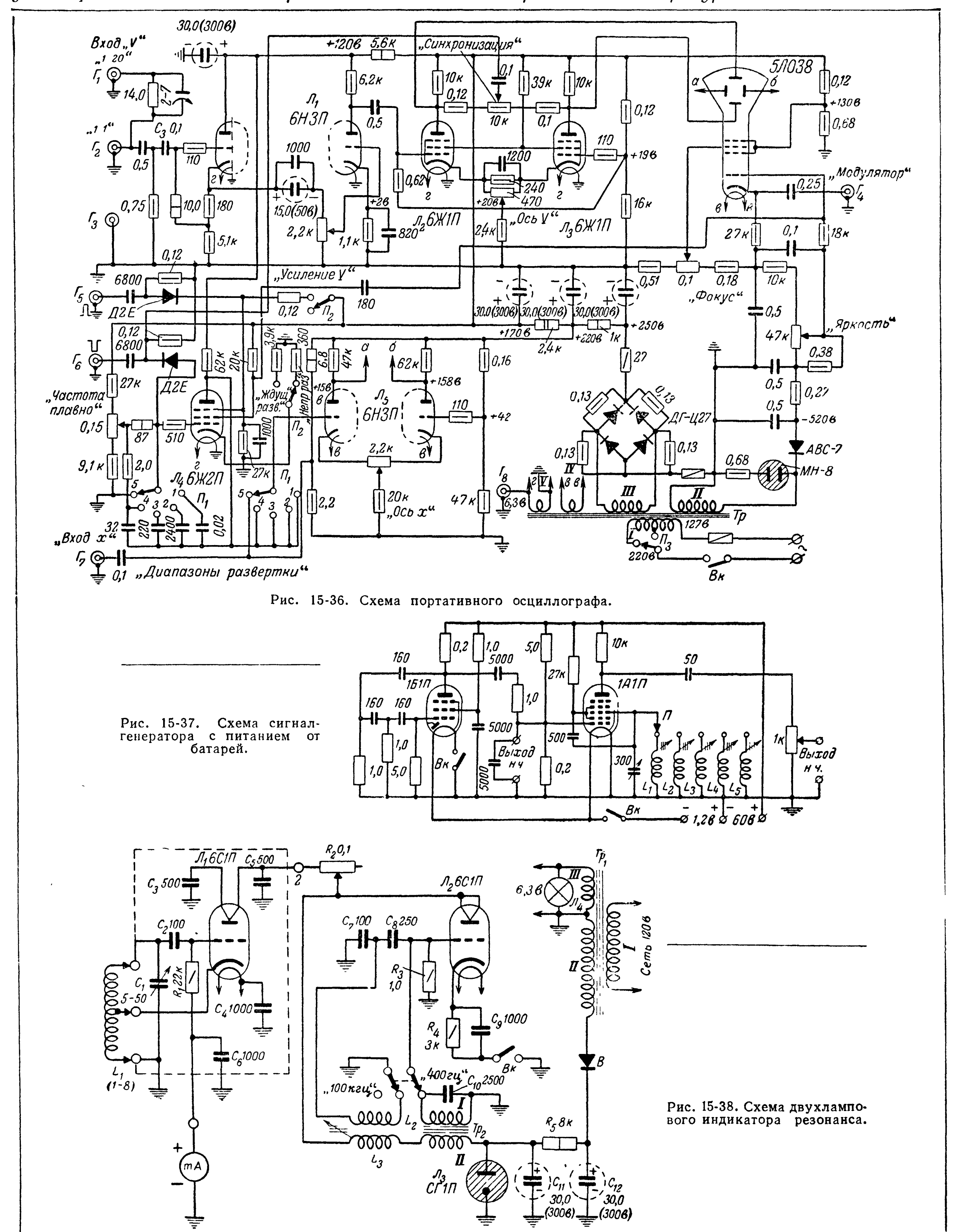


Рис. 15-36. Схема портативного осциллографа.

Рис. 15-37. Схема сигнал-генератора с питанием от батарей.

Рис. 15-38. Схема двухлампового индикатора резонанса.

Катушки L_{1-8} выполнены на каркасах из полистирола диаметром 20 *мм*.

Катушки L_{1-8}	Диапазон частот, *Мгц*	Число витков	Провод	Длина намотки, *мм*	Отвод снизу от витка
1	1,1—2,1	140	ПЭШО 0,08	23	30-го
2	2,0—3,7	75	ПЭШО 0,08	15	20-го
3	3,7—6,6	45	ПЭШО 0,15	8	13-го
4	6,6—12,5	15	ПЭШО 0,2	6	5-го
5	12,5—25,0	12	ПЭЛ 1,0	13	4, 5-го
6	25,5—50,0	5,5	ПЭЛ 1,0	12	1, 5-го
7	40,0—75,0	3,5	ПЭЛ 1,0	14	1-го

Катушки L_1 (1—7) наматываются в один слой.

Катушка L_1 (8) на диапазон частот 65—160 *Мгц* состоит из петли голого медного провода диаметром 2 *мм*. Высота петли 50 *мм*, расстояние между ее сторонами 14 *мм*, отвод от заземленного конца делается на расстоянии 28 *мм*.

Катушки L_2 и L_3 диаметром по 10 *мм* выполнены с намоткой «универсаль». L_2 содержит 150, а L_3 — 100 витков провода ПЭШО 0,2.

Трансформатор $Тр_1$ собран на сердечнике из пластин Ш-15, толщина пакета 20 *мм*. Обмотка *I* состоит из 2 400 витков провода ПЭЛ 0,17, обмотка *II* — из 3 600 витков ПЭЛ 0,08, а обмотка *III*—из 125 витков ПЭЛ 0,6.

Трансформатор $Тр_2$ имеет сердечник из пластин Ш-12 при толщине пакета 15 *мм*. Обмотка *I* состоит из 4 000 витков провода ПЭЛ 0,1, а обмотка *II* — из 2 000 витков ПЭЛ 0,1.

Селеновый выпрямитель *В* имеет 18 шайб диаметром 15 *мм*.

Весь прибор удобно выполнить в виде двух блоков — отдельно генератор и отдельно модулятор и выпрямитель Генератор соединяется со вторым блоком кабелем. Миллиамперметр помещается в блоке модулятора и выпрямителя.

На рис. 15-39 приведена схема ГИР на одной лампе

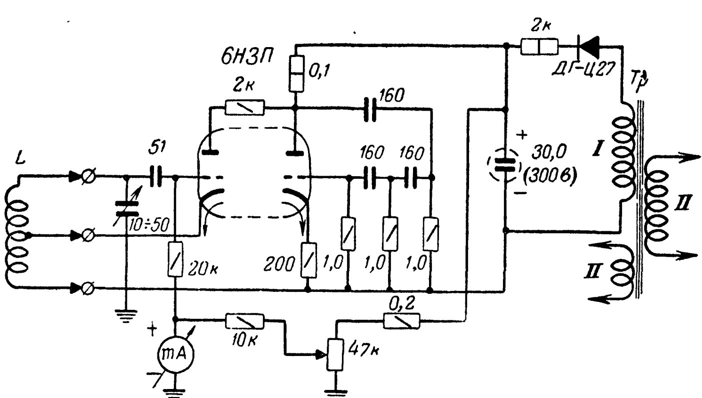


Рис. 15-39. Схема однолампового индикатора резонанса.

(двойном триоде типа 6Н3П). Левый по схеме триод служит генератором колебаний высокой частоты, а правый — модулятором, генерирующим по схеме на *RC* колебания звуковой частоты 1 000 *гц*.

Силовой трансформатор *Тр* и катушки *L* могут быть взяты примерно такими, как в описанном выше приборе. Более точно данные высокочастотных катушек можно подобрать практически.

Портативный комбинированный прибор

Прибор (рис. 15-40) представляет комбинацию генератора модулированных высокочастотных колебаний, вольтметра постоянного и переменного тока с пределами измерений 0—15, 0—150, 0—600 *в* и омметра с пределами измерений от 10 *ом* до 2 *Мом*. Высокочастотный гетеродин

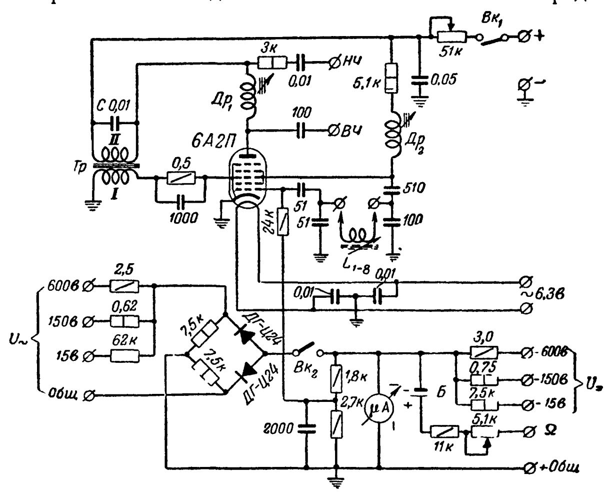


Рис. 15-40. Схема портативного комбинированного прибора.

может быть также использован в качестве ГИР, а также как источник напряжения фиксированной звуковой частоты для проверки усилителей низкой частоты.

В гетеродине восемь диапазонов. Катушки для них сменные; настройка производится подвижным сердечником из альсифера или карбонильного железа.

Питание прибора можно производить от проверяемого приемника или специального выпрямителя. Для этого необходимо анодное напряжение порядка 100—250 *в* при токе не более 5 *ма* и нормальное напряжение накала 6,3 *в*.

При измерении напряжений и сопротивлений питание лампы не включается.

Микроамперметр *µA* взят типа ВА-46 с чувствительностью 150 *мка* и с сопротивлением рамки 1 500 *ом*. Можно вместо него использовать любой прибор с чувствительностью не хуже 0,5 *ма*, подобрав к нему соответствующие сопротивления.

Катушки L_{1-8} наматываются на каркасы диаметром 10,5 и длиной 30 *мм* (сердечники диаметром 9,5 *мм*). Катушки L_1, L_2 и L_3 наматываются внавал (ширина намотки 10 *мм*), а остальные катушки — однослойные. L_1 (диапазон 430—750 *кгц*) состоит из 550 витков провода ПЭШО 0,1; L_2 (диапазон 750—1 200 *кгц*) — из 290 витков такого же провода; L_3 (диапазон 1,2—1,9 *Мгц*) — из 174 витков ПЭШО 0,12; L_4 (диапазон 1,9—3,5 *Мгц*) —из 110 витков ПЭШО 0,15; L_5 (диапазон 3,5—7 *Мгц*) — из 60 витков ПЭЛ 0,41; L_6 (диапазон 7—13 *Мгц*) — из 30; L_7 (диапазон 12,5—21 *Мгц*) — из 9 и L_8 (диапазон 21—31 *Мгц*)—из 6 витков ПЭШО 0,69.

Трансформатор *Тр* собран на сердечнике из пластин Ш-9, набор 10 *мм*. Обмотка *I* состоит из 6 000, а обмотка *II*—из 3000 витков провода ПЭЛ 0,08. Можно вместо него применить любой междуламповый трансформатор с коэффициентом трансформации от 1 : 2 до 1 : 5, подобрав емкость конденсатора *С* для получения нужной частоты.

Дроссели $Др_1$ и $Др_2$ содержат по 1 000 витков провода ПЭЛ 0,08 (диаметр каркасов 6 *мм*).

15-14. ПРОМЫШЛЕННЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ

Ампервольтомметр АВО-5

Позволяет производить измерения постоянного и переменного напряжения до 6 000 *в* (шкалы 0—3; 0—12; 0—30; 0—300; 0—600; 0—1 200 и 0—6 000 *в*), постоянного и переменного тока до 12 *а* (семь шкал для постоянного и пять шкал для переменного тока) и сопротивлений до 30 *Мом* (три шкалы).

При работе в качестве вольтметра постоянного тока прибор обладает внутренним сопротивлением 20 000 *ом* на 1 *в* шкалы.

Ампервольтомметр ТТ-1

Позволяет производить измерения постоянного и переменного напряжения (шкалы 0—10; 0—50; 0—200 и 0—1 000 *в*), постоянного тока (шкалы 0—0,2; 0—1; 0—5; 0—20; 0—100 и 0—500 *ма*) и сопротивлений 1 *ом*—2 *Мом*.

При работе в качестве вольтметра постоянного тока прибор обладает внутренним сопротивлением 5 000 *ом* на 1 *в* шкалы.

Ампервольтомметр ТТ-2

Позволяет измерять постоянные и переменные (50—5 000 *гц*) напряжения (шкалы 0—7,5; 0—30; 0—75; 0—150; 0—300 и 0—900 *в*), постоянный ток (шкалы 0—0,3; 0—30; 0—300 и 0—750 *ма*) и сопротивления 1 *ом* — 2 *Мом*.

В качестве вольтметра постоянного тока прибор обладает внутренним сопротивлением 5 000 *ом* на 1 *в* шкалы.

Измеритель выхода ИВ-4

Предназначен для измерения переменного напряжения звуковых частот в пределах 0,5—300 *в*.

Прибор представляет собой вольтметр детекторного типа с переключением на шесть шкал и отличается тем, что независимо от выбранной шкалы его входное сопротивление сохраняется одинаковым и равным 20 000 *ом*.

Ламповый вольтметр ВКС-7Б

Предназначен для измерения переменных напряжений с частотой 50 *гц*—100 *Мгц* в пределах 0,1—150 *в* (шкалы 0—1,5; 0—5; 0—15; 0—50 и 0—150 *в*). Градуировка выполнена в действующих значениях напряжения.

Питание вольтметра производится от сети переменного тока. Наличие феррорезонансного стабилизатора позволяет включать прибор в сеть с напряжением 100—240 *в* без каких бы то ни было переключений.

Ламповый вольтметр ЛВ-9-2

Предназначен для измерения переменных напряжений с частотой 25 *гц*—200 *кгц* в пределах от единиц милливольт до 300 *в* (10 шкал: 0—10; 0—30; 0—100 и 0—300 *мв*; 0—1; 0—3; 0—10; 0—30; 0—100 и 0—300 *в*).

Питание от сети переменного тока.

Универсальный ламповый вольтметр ВЛУ-2

Предназначен для измерения постоянных и переменных (с частотой 20 *гц*—400 *Мгц*) напряжений в пределах 0,1—150 *в*. Шкалы: 0—1,5; 0—5; 0—15; 0—50 и 0—150 *в*.

Питание — от сети переменного тока.

Ламповый милливольтметр типа МВЛ-1

Предназначен для измерения малых переменных напряжений в диапазоне частот 30 *гц*—10 *Мгц*. Пределы измерений—от 0 до 1 000 *мв* (шкалы на 10; 30; 100; 300 и 1 000 *мв*). С помощью делителя ДНЕ-10 пределы измерения могут быть расширены до 100 *в*.

Входное сопротивление прибора не менее 1 *Мом*, входная емкость 10 *пф*.

Питание от сети переменного тока.

Импульсный ламповый вольтметр типа ВЛИ-2

Предназначен для измерения напряжения импульсов длительностью 0,2—100 *мксек* и амплитудных значений синусоидальных напряжений с частотой до 10 *Мгц*. Пределы измерений — от 0 до 300 *в* (шкалы 0—50 и 0—300 *в*). Отдельные делители напряжения позволяют расширить пределы измерений до 50 *кв* (делитель ДНЕ-3—1,5 и 15 *кв*, ДНЕ-2 — 15 и 50 *кв*).

Входное сопротивление вольтметра более 0,5 *Мом* на частотах до 4 *Мгц* и более 0,2 *Мом* на частотах до 10 *Мгц*. Входная емкость 2 *пф*.

Питание от сети переменного тока.

Генератор стандартных сигналов ГСС-6

Позволяет получать на выходе модулированное или немодулированное напряжение высокой частоты 100 *кгц*—25 *Мгц* (имеет восемь частотных диапазонов). Частота источника внутренней модуляции равна 400 *гц*. Предусмотрена возможность модуляции от внешнего источника с частотой 50—8 000 *гц*.

Глубина модуляции регулируется в пределах 0—100%, а выходное напряжение — в пределах 0,1 *мкв*—1 *в*.

Питание генератора — от сети переменного тока.

Генератор стандартных сигналов ГСС-7

Является источником высокочастотного напряжения, немодулированного или модулированного по амплитуде синусоидальными колебаниями или прямоугольными импульсами. Диапазон генерируемых колебаний составляет 20—180 *Мгц*.

Внутренняя модуляция осуществляется синусоидальными колебаниями фиксированных частот 400 и 1 000 *гц* и прямоугольными импульсами с частотой следования 1 000 *гц*. Внешняя модуляция возможна синусоидальными колебаниями с частотой 100 *гц*—10 *кгц*, а также импульсами длительностью 3—100 *мксек* и с частотой следования 200 *гц*—10 *кгц*.

Выходное напряжение от 1 *мкв* до 0,1 *в*.

Питание от сети переменного тока.

Генератор стандартных сигналов ГСС-17

Является источником высокочастотного напряжения, модулированного либо по амплитуде, либо по частоте. Диапазон генерируемых колебаний 16—128 *Мгц* (четыре частичных диапазона). Предусмотрена возможность внешней модуляции.

Глубина модуляции по амплитуде составляет 10—80%; девиация частоты при частотной модуляции 1—75 *кгц*.

Питание — от сети переменного тока.

Генератор сигналов СГ-1

Служит источником модулированного или немодулированного напряжения высокой и ультравысокой частот 13—330 *Мгц* (имеет пять частичных диапазонов). Выходное напряжение может регулироваться в пределах 4 *мкв*—

20 *мв*. Частота источника внутренней модуляции равна 1 000 *гц*. Внешняя модуляция возможна с частотой 100—20 000 *гц*. Предусмотрена также возможность импульсной модуляции от внешнего источника. Питание осуществляется от сети переменного тока.

Звуковой генератор ЗГ-2А

Служит источником напряжения звуковой частоты с пределами 20—20 000 *гц*. Работает по схеме на биениях, и весь диапазон перекрывается поворотом ручки одного конденсатора переменной емкости. Выходное напряжение плавно регулируется при помощи аттенюатора и измеряется ламповым вольтметром. Максимальная величина выходного напряжения 150 *в*, максимальная выходная мощность 2 *вт*.

Звуковой генератор ЗГ-10

Служит источником напряжения звуковой частоты с пределами 20 *гц*—20 *кгц*. Работает по схеме на *RC*. Весь диапазон частот перекрывается тремя частичными диапазонами. Максимальная выходная мощность 5 *вт*. Регулировка выходного напряжения осуществляется плавно, а также ступенями через 1 *дб* при помощи двух делителей.

Питание — от сети переменного тока.

Звуковой генератор ЗГ-11

Отличается от генератора ЗГ-10 более широким диапазоном (он генерирует колебания с частотами 20 *гц*—200 *кгц*). Обеспечивает на выходе напряжение 1 *в* на нагрузке 200 *ом*.

Генераторы колебаний звуковых и ультразвуковых частот типа ЗГ-12 и ЗГ-12М

Генераторы служат источниками синусоидального напряжения звуковых и ультразвуковых частот в диапазоне 20 *гц*—200 *кгц*. Работают по схеме на *RC*. Обеспечивают максимальную выходную мощность 5 *вт* при коэффициенте нелинейных искажений не более 2%. Регулировка выходного напряжения плавная и ступенями через 1 *дб* в пределах 0—110 *дб*.

Питание от сети переменного тока.

Генератор сигналов видеочастот типа 100-И

Является источником напряжения звуковых частот и видеочастот с пределами 20 *гц*—10 *Мгц*. Весь диапазон перекрывается семью частичными диапазонами.

На частотах от 20 *гц* до 1,5 *Мгц* генератор работает по схеме на *RC*, а на частотах от 1,5 до 10 *Мгц* — по схеме на *LC*.

Сопротивление выхода 75 и 1 000 *ом*. Выходное напряжение регулируется в пределах 3 *мв*—30 *в* (на нагрузке 1 000 *ом*).

Питание — от сети переменного тока.

Измеритель частоты ИЧ-6

Предназначен для измерения частот электрических колебаний 30—200 000 *гц*. Весь диапазон разбит на 11 поддиапазонов. Измеряемая частота отсчитывается непосредственно по шкале стрелочного прибора.

Питание — от сети переменного тока.

Волномер типа 526

Предназначен для точного измерения частоты электрических колебаний в диапазоне частот 125 *кгц*—20 *Мгц*. Определение измеряемой частоты производится при помощи специальных градуировочных таблиц.

Питание осуществляется от сухих анодных батарей и аккумулятора накала, заключенных внутри корпуса прибора. Несколько видоизмененные модели типов 527 и 528 рассчитаны на питание от сети переменного тока.

Измеритель добротности (куметр) типа КВ-1

Предназначен для измерения параметров высокочастотных контуров (добротности катушек и конденсаторов, индуктивности катушек, емкости конденсаторов и т. п.) в диапазоне частот 50 *кгц*—40 *Мгц*.

Измеритель добротности (куметр) типа УК-1

Предназначен для измерения параметров высокочастотных контуров (так же как и куметр КВ-1) в диапазоне частот 30—200 *Мгц*.

Питание прибора — от сети переменного тока.

Электронно-лучевой осциллограф типа ЭО-5

Позволяет наблюдать на экране электронно-лучевой трубки форму и характер электрических колебаний с частотой не выше 2 *Мгц*. Диаметр экрана трубки равен 75 *мм*.

Питание — от сети переменного тока.

Электронно-лучевой осциллограф типа ЭО-6М

Осциллограф имеет как непрерывную, так и ждущую развертку и предназначен для наблюдения незатухающих колебаний и электрических импульсов с измерением длительности и амплитуды сигналов.

Полоса частот, усиливаемых каскадом вертикального отклонения, 10 *гц*—3 *Мгц*. Чувствительность 12 *мм/в*. Диаметр экрана трубки 75 *мм*.

Питание — от сети переменного тока.

Электронно-лучевой осциллограф типа 25-И

Осциллограф имеет как непрерывную, так и ждущую развертку и позволяет наблюдать форму, а также измерять амплитуду незатухающих колебаний с частотами 30 *гц*—1 *Мгц* и импульсов длительностью 0,2—3 000 *мксек*; возможно также измерение длительности импульсов.

Диаметр экрана трубки 125 *мм*. Чувствительность 125 *мм/в*.

Питание — от сети переменного тока.

Генератор качающейся частоты 102-И

Предназначен для наблюдения частотных характеристик широкополосных усилителей высокой частоты в диапазоне 10—100 *Мгц*.

Кроме генератора качающейся частоты, в прибор входит осциллограф, на экране которого видна наблюдаемая характеристика.

Питание прибора — от сети переменного тока.

Испытатели ламп ИЛ-12 и ИЛ-14

Предназначены для проверки годности приемно-усилительных, выпрямительных и маломощных генераторных ламп, а также газонаполненных стабилизаторов. Проверка ламп производится в режимах, близких к нормальным испытательным режимам. Приборы позволяют проверять отсутствие короткого замыкания между электродами, величину анодного тока, величину крутизны харак-

теристики, наличие плохих контактов внутри лампы, относительное количество вакуума. Для стабилизаторов проверка производится на зажигание и степень стабилизации.

Питание — от сети переменного тока.

Малогабаритный испытатель ламп типа ИЛ-13

Прибор несколько упрощен по сравнению с описанными выше. Он позволяет производить проверку годности ламп по следующим показателям: 1) отсутствие обрывов; 2) величина анодного тока; 3) величина эмиссии катода; 4) крутизна характеристики.

Питание — от сети переменного тока.

Измерители нелинейных искажений ИНИ-10М и ИНИ-11

Предназначены для измерения коэффициента нелинейных искажений усилителей и генераторов низкой частоты. Измерение может производиться на частотах 60, 100, 200, 400, 1 000, 5 000, 7 500, 10 000 и 15 000 *гц*. Кроме того, входящий в состав прибора ламповый вольтметр позволяет измерять уровень шумов и переменные напряжения 0,01—300 *в* на девяти поддиапазонах.

Прибор ИНИ-11 отличается тем, что позволяет измерять нелинейные искажения на любой частоте в пределах 50 *гц*—15 *кгц*.

Питание — от сети переменного тока.

Универсальный лабораторный мост типа УМ-2

Предназначен для измерения индуктивностей в пределах 10 *мкгн*—100 *гн*, емкостей 10 *пф*—100 *мкф* и сопротивлений 0,1 *ом*—1 *Мом*. Измерение индуктивностей и емкостей производится на частоте 1 000 *гц* от внутреннего генератора.

Питание — от сети переменного тока.

Измеритель емкостей типа НИЕ-1

Предназначен для измерения емкостей конденсаторов в пределах 10 *пф*—100 *мкф* (имеет шесть частичных диапазонов) на переменном или пульсирующем токе низкой частоты. Отсчет величины измеряемой емкости производится непосредственно по шкале стрелочного прибора.

Питание — от сети переменного тока.

Высокочастотный измеритель индуктивностей и емкостей типа ИИЕВ-1

Позволяет измерять индуктивности в диапазоне 0,05 *мкгн*—100 *мгн* и емкости 1—5 000 *пф* Измерение индуктивностей производится на частотах 11 *кгц* — 1,55 *Мгц*, а измерение емкостей на частотах 300—700 *кгц*. Для измерения используется принцип нулевых биений. Настройка на нулевые биения производится с помощью эталонного конденсатора, шкала которого отградуирована в значениях индуктивности и емкости.

Питание — от сети переменного тока.

ГЛАВА ШЕСТНАДЦАТАЯ

ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ

16-1. ГАЛЬВАНИЧЕСКИЕ ЭЛЕМЕНТЫ И БАТАРЕИ

Гальванические элементы и батареи используются в основном для питания маломощной аппаратуры (батарейных приемников, радиопередвижек, несложной измерительной радиоаппаратуры и т. п.), потребляющей электроэнергию от долей ватта до нескольких ватт при токах от единиц до тысяч миллиампер и напряжениях от единиц до сотен вольт.

Для питания приемников и усилителей, работающих на транзисторах, обычно используются батареи, собранные из малогабаритных гальванических элементов (например, 1,3-ФМЦ-0,25; 1,6-ФМЦ-3,2 и др.).

Основные показатели выпускаемых в настоящее время гальванических элементов и батарей, применяемых для питания приемников, усилителей и другой радиотехнической и электронной аппаратуры, приведены в табл. 16-1.

В табл. 16-1 наряду с новыми обозначениями элементов и батарей, принятыми в последнее время, приводятся для некоторых батарей их старые названия, а также торговые обозначения. В начале обозначения по новой системе дается начальное напряжение элемента или батареи, выраженное в вольтах. Затем прописной буквой или сочетанием из прописных букв указывается назначение батареи; А — анодная; Н — накальная; П — приборная (для различных приборов); Ф — фонарная (для карманного фонаря); АН — анодно-накальная; АС — анодно-сеточная; РМ — репортерско-магнитофонная; СА — слуховая анодная; СН — слуховая накальная; ЭВ — электронная вспышка. Далее без знака раздела следуют прописные буквы, характеризующие систему батареи: ВМЦ — воздушно-марганцево-цинковая; МЦ — марганцево-цинковая; МЦГ — марганцево-цинковая галетная; МЦЧ — марганцево-цинковая чашечковая. После этого строчной буквой указывается температурная характеристика батареи: у — универсальная (для работы в интервале температуры от — 50 до +60° С); х — холодостойкая (от —40 до +60° С). Отсутствие этих букв в обозначении означает, что батарея или элемент предназначены для работы в интервале температуры от —20 до +60° С. В конце обозначения дается либо начальная емкость, выраженная в ампер-часах, либо число и строчная буква ч (часы), показывающие продолжительность работы элемента или батареи при оптимальной для них нагрузке (при наиболее выгодном сопротивлении внешней цепи). Строчная буква п (панельная) после обозначения емкости означает, что батарея снабжена панелькой с гнездами, к которым подключены ее выводные провода.

Основными электрическими параметрами элемента или батареи являются номинальное напряжение, предельно допустимый разрядный ток и емкость.

Напряжение угольно-цинкового элемента независимо от его размеров составляет около 1,5 *в*. При последовательном соединении элементов в батарею напряжение последней равно сумме напряжений входящих в нее элементов. Например, напряжение батареи, составленной из трех элементов по 1,5 *в* каждый, равно 4,5 *в*. Батарею при этом составляют из элементов одинаковой емкости.

Предельно допустимый разрядный ток, если он не указан в паспорте элемента, можно определить, разделив напряжение элемента на указанное в паспорте наименьшее для него сопротивление нагрузки. Например, при напряжении элемента 1,5 *в* и наименьшем сопротивлении нагрузки 10 *ом* предельно допустимый разрядный ток составит 0,15 *а*.

Таблица 16-1

Данные гальванических элементов и батарей различного назначения

Обозначение элемента или батареи			Начальные характеристики			Характеристики в конце срока хранения			Условия разряда		Размеры, *мм*			Вес, *кг*	Примечание
новое	старое	торговое	Напряжение, *в*	Емкость, *а·ч*	Продолжительность работы, *ч*	Срок сохранности, мес.	Емкость, *а·ч*	Продолжительность работы, *ч*	Нагрузка, *ом*	Конечное напряжение, *в*	Длина	Ширина или диаметр	Высота		
1,28-НВМЦ-525	БНС-МВД-500	«Девиз»	1,28	525	1100	15	315	675	2	0,8	160	160	185	6,5	1
1,28-НВМЦ-525-п	БМС-МВД-400	«Экран»	1,28	525	1100	15	315	675	2	0,8	160	160	185	6,5	2
1,3-ФМЦ-0,25	ФБС-0,25	—	1,3	0,25	—	4	0,17	—	—	0,6	—	∅ 21,1	37,5	0,022	3
1,3-НВМЦ-75	—	«Прибой»	1,3	75	300	12	40	160	4,5	0,95	162	57	132	2	—
1,3-НВМЦ-150	6-С-МВД	—	1,3	135	700	15	80	450	5	0,7	82	82	176	1,7	—
1,3-НВМЦ-250	—	«Волна»	1,3	250	1 000	15	150	600	4,5	0,95	228	80	170	5	—
1,46-НМЦ-60ч	БНС-15	«Воронеж»	1,46	—	60	12	—	—	3	0,9	180	45	105	1,3	—
1,48-ПМЦ-9	2-с-л-9	—	1,48	9	80	12	6	60	10	0,7	42	42	102	0,3	—
1,5-СНМЦ-0,6	КБ-СА	«Слух»	1,5	0,6	12	6	0,4	8	25	1	—	∅20	59,5	0,04	4
1,5-СТМЦ-60ч	—	«Кристалл»	1,5	—	60	6	—	—	200	1	—	∅16	50	0,025	4
1,54-ПМЦ-у-48ч	КБ-у-1,5	—	1,54	—	48	24	—	48	10	—	—	∅ 22	62	0,045	5
1,58-СНМЦ-2,5	НС-СА	«Звук»	1,58	2,5	20	10	2	15	10	1	—	∅ 36	101	0,16	4
1,6-ПМЦ-х-1	КБ-1	—	1,6	1,05	—	8	—	—	117	1	—	∅ 21	60	0,045	—
1,6-ПМЦ-у-3,2	—	—	1,6	3,2	32	12	2,6	26	10	0,7	—	∅ 34	75	0,15	—
1,6-ФМЦ-у-3,2	1-кс-у-3	«Сатурн»	1,6	3,2	32	12	2,6	26	10	0,7	—	∅ 34	64	0,105	6
1,6-ПМЦ-у-8	2-с-у-8	—	1,6	8	80	12	—	—	10	0,7	42	42	102	0,3	—
3,7-ФМЦ-0,5	КБС-л-0,5	—	3,7	0,5	2	6	0,27	1,33	10	2	63	22	67	0,16	3
4,1-ФМЦ-0,7	КБС-х-0,7	—	4,1	0,7	3	8	0,38	2	10	2	63	22	67	0,16	3
4,2-САМЦ-1,0	БГ-4,5	—	4,2	1	—	6	0,7	—	10	2	102	37	81	0,4	4
5,6-НМЦГ-22ч	—	«Рассвет»	5,6	—	22	8	—	16	75	3,8	80	50	57	0,34	7
13-АМЦГ-0,5	БАС-Г-13	—	13	0,5	—	12	0,35	—	—	8	70	52	42	0,25	—
13-АМЦГ-у-0,5	—	—	13	0,5	500	18	—	—	10 000	8	65	51	41	0,25	—
15-РММЦГ-20ч	—	«Звукозапись	15	—	20	12	—	15	—	9	142	56	87	1,3	8
31-САМЦЧ-0,02	ГБЧ-СА-30	«Слух»	31	0,02	40	6	0,007	14	50 000	20	34	20	46	0,04	4
49-САМЦГ-0,25-п	ГБ-СА-45	«Звук»	49	0,25	100	8	0,15	70	25 000	30	80	25	100	0,25	4

Продолжение табл. 16-1

Обозначение элемента или батареи			Начальные характеристики			Характеристики в конце срока хранения			Условия разряда		Размеры, *мм*				
новое	старое	торговое	Напряжение, *в*	Емкость, *а·ч*	Продолжительность работы, *ч*	Срок сохранности, мес.	Емкость, *а·ч*	Продолжительность работы, *ч*	Нагрузка, *ом*	Конечное напряжение, *в*	Длина	Ширина или диаметр	Высота	Вес, *кг*	Примечание
54-АСМЦГ-5-п	БС-Г-60-с-8	«Энергия»	54/4	5	120	15	3,5	80	800/60	27/2	225	85	235	7,5	9
65-АНМЦ-1,3-п	«Тула»	«Тула», «Заря», «Малыш»	65/2,5	1,3/29,5	120/280	15	0,95/22	80/200	4 680/20	40/1,4	125	120	190	3,5	10
67,5-АМЦГ-у-0,06	—		67,5	0,06	10	6	—	—	10 330	48	62	38	67	0,25	—
68-АМЦ-х-0,6	БАС-60-х-0,6	—	68	0,6	—	12	0,4	—	4 680	40	174	112	50	1,3	—
70-АМЦГ-у-1,3	БАС-Г-60-у-1,3	—	70	1,3	120	15	1,05	92	4 680	40	174	112	50	1,6	—
70-АМЦГ-5	БС-Г-70	«Дружба»	70	5	120	15	3,5	80	1 000	35	155	155	215	8,5	1
70-АНВ-275ч	—	«Электрон»	70/5,2	—	275	12	—	200	8 000/75	45/3,8	235	120	150	5.2	11
75-АМЦГ-22ч	—	«Радуга»	75	—	22	8	—	16	8 000	45	95	40	70	0,36	12
100-ПМЦГ-у-0,05	—	—	100	0,05	50	12	—	—	81 900	70	77	28	77	0,25	—
100-АМЦГ-0,7	БАС-Г-80-л-0,8	—	100	0,7	66	15	0,57	54	7 000	60	174	117	53	1,7	—
100-АМЦГ-2,0	БАС-Г-80-л-2,1	—	100	2	180	15	1,6	149	7 000	60	218	138	73	3,35	13
102-АМЦ-у-1,0	БАС-80-у-1,0	—	102	1	95	15	0,75	68	7 000	60	218	138	73	3	14
102-АМЦГ-1,2	БАС-Г-90	—	102	1,2	—	12	0,85	—	7 000	60	185	145	59	2,5	—
105-ПМЦГ-0,05	ГБ-100 № 3	—	105	0,05	—	6	0,02	—	70 000	70	77	28	77	0,18	—
120-ПМЦГ-0,15	ГБ-120	—	120	0,15	—	6	0,1	—	49 000	75	174	26	84	0,47	—
120-АМЦГ-0,27	БАС-Г-120	—	120	0,27	—	6	0,2	—	8 750	56	240	94	40	1,3	—
123-АСМЦГ-60ч	БАС-Г-120-с-0,45	«Воронеж»	123/12,8	—	60	12	—	45	9 000/940	65/7	280	53	85	1,65	15
160-АМЦГ-0,35	БАС-Г-160	—	160	0,35	—	6	0,24	—	11 700	100	109	77	144	1,8	—
200-ПМЦГ-0,01	ГБМ-200-0,01	—	200	0 01	—	6	0,005	—	—	125	65	37	47	0,135	—
225-ПМЦГ-80ч	ГБ-200	—	225	—	80	6	—	60	85 000	150	86	63	147	1	—
315-ПМЦГ-80ч	ГБ-300 № 2	—	315	—	80	6	—	60	120 000	210	80	80	155	1,3	—
330-ЭВМЦГ-1000	—	«Молния»	330	—	1 000	6	—	—	—	240	120	62	132	1,4	16
400-ПМЦГ-0,01	ГБ-400	—	400	0,01	—	6	0,005	—	—	250	87	63	35	0,25	—

Примечания: 1 — выпускаются для приемника «Родина-47»; 2 — для приемников «Искра-49», «Родина-52» и «Новь»; 3 — для карманного фонаря; 4 — для слухового аппарата; 5 — с теми же данными выпускается 1,54-ПМЦ-х-48ч; 6 — применяется в приемнике «Турист»; 7 — для приемника «Дорожный»; 8 — для электродвигателя репортерского магнитофона; 9 — анодно-сеточная для приемников «Искра-49», «Родина-52» и «Новь»; перед дробной чертой данные для анодной, а после черты — для сеточной батареи; 10 — анодно-накальная для приемников «Тула», «Заря» и «Луч»; перед дробной чертой данные для анодной, а после нее — для накальной батареи; 11 — анодно-накальная для приемника «Дорожный» (стационарное питание); перед дробной чертой данные для анодной, а после нее — для накальной батареи; 12 — для приемников «Дорожный» и «Турист»; 13 — с теми же данными выпускается 100-АМЦГ-у-2,0; 14 — с теми же данными выпускается 102-АМЦ-х-1,0; 15 — анодно-сеточная; перед дробной чертой данные для анодной, а после нее — для сеточной батареи; 16 — для электронной вспышки ЭВ-1; в колонке «продолжительность работы» 1 000 означает число включений батареи.

Емкость (запас электричества) элемента зависит в основном от его размеров. Она выражается в ампер-часах (*а·ч*), так как определяется путем умножения величины разрядного тока в амперах на время его работы в часах до наступления полного разряда. По емкости элемента можно судить о его работоспособности, т. е. определить, сколько часов он может работать. Если, например, емкость элемента равна 150 *а·ч*, а разрядный ток составляет 0,3 *а*, то этот элемент может работать примерно в течение 500 *ч*. При параллельном соединении элементов в батарею напряжение последней будет таким же, как и напряжение одного элемента, а ее емкость станет равной сумме емкостей входящих в нее элементов. Батарея в этом случае должна составляться из элементов одинакового напряжения.

Выбирая для питания приемника или другого устройства элементы и батареи, необходимо знать их напряжение, емкость, предельно допустимый разрядный ток (или наименьшее значение сопротивления нагрузки), срок сохранности и дату выпуска. В ряде случаев важно знать еще размеры и вес элементов и батарей. Рекомендуется выбирать элементы и батареи такой емкости, чтобы потребляемый от них ток составлял не более 50—60% предельно допустимого разрядного тока.

Гальванические элементы и батареи рекомендуется держать в сухом и прохладном месте.

16-2. АККУМУЛЯТОРЫ

Для питания приемников, усилителей и другой радиотехнической и электронной аппаратуры наряду с гальваническими батареями используются также и различные по назначению, устройству и параметрам аккумуляторы.

Главное преимущество аккумуляторов перед гальваническими элементами заключается в значительно большем сроке их службы. После израсходования запасенной в аккумуляторе электрической энергии его можно снова неоднократно заряжать от внешнего источника тока (аккумуляторы выдерживают 200—500 циклов заряда-разряда). При правильном уходе аккумуляторы могут работать несколько лет. Кроме того, аккумуляторы обладают большим постоянством напряжения и способны отдавать более сильные разрядные токи, чем гальванические элементы.

Кислотные аккумуляторы

Кислотный (свинцовый) аккумулятор состоит из двух групп специально обработанных свинцовых пластин с решетчатыми прокладками между ними из эбонита или фанеры, помещенных в закрытый стеклянный, эбонитовый или пластмассовый сосуд с электролитом.

Электролитом для кислотного аккумулятора служит водный раствор серной кислоты. Плотность раствора (проверяется ареометром) при температуре +15° С должна быть 25° (удельный вес 1,21). Для приготовления 1 *л* раствора такой плотности нужны 864 *г* дистиллированной воды (можно брать чистую дождевую или снеговую воду) и 346 *г* химически чистой серной кислоты.

Серная кислота очень ядовита, поэтому обращаться с ней нужно осторожно (попав на кожные покровы тела, она причиняет тяжелые ожоги). Пораненные кислотой места нужно немедленно смочить слабым раствором щелочи (соды) и затем промыть проточной водой. Хранить серную кислоту надо в стеклянной бутылке с резиновой или стеклянной пробкой.

Раствор приготовляют в чистой стеклянной, фарфоровой или свинцовой посуде. Сначала наливают воду, а затем осторожно, тонкой струей и небольшими порциями льют кислоту и тщательно размешивают раствор стеклянной палочкой. При соединении серной кислоты с водой раствор сильно нагревается, и если сразу влить большую порцию кислоты, то стеклянный стакан может лопнуть. Наливать воду в кислоту нельзя, так как при этом кислота начнет бурно кипеть и разбрызгиваться.

Приготовленный раствор наливают в аккумуляторы так, чтобы уровень жидкости был на 5—15 *мм* выше верхних краев аккумуляторных пластин.

Аккумуляторы заряжают (через 3—6 *ч* после их заливки) от источника постоянного тока, включая их последовательно с реостатом так, чтобы положительный зажим аккумулятора был соединен с положительным полюсом, а отрицательный зажим — с отрицательным полюсом источника.

Первую зарядку аккумуляторов производят непрерывно в течение 36 *ч* током в 10% емкости аккумулятора, после чего делают трехчасовой перерыв, а затем снова продолжают зарядку в течение 12 *ч* при том же токе. Последующие зарядки при указанном токе производят в течение 12—15 *ч*.

Признаком полной зарядки аккумулятора является интенсивное «кипение» его электролита. Во время зарядки и в течение 2—3 *ч* после зарядки отверстия в аккумуляторе должны быть открыты (вынуты пробки).

При зарядке из аккумуляторов выделяются вредные для дыхания пары кислоты, поэтому заряжать аккумуляторы нужно в нежилых помещениях. Кроме того, они выделяют кислород и водород, образующие гремучий газ, который при соприкосновении с огнем воспламеняется с сильным взрывом. Поэтому к заряжаемому аккумулятору нельзя подносить зажженную спичку, свечу, горящую папиросу и т. п.

Номинальное напряжение одного элемента кислотного аккумулятора равно 2 *в*. Напряжение в конце зарядки должно быть 2,6—2,8 *в* (плотность электролита повышается до 28°), а в конце разрядки — не ниже 1,8 *в*.

Разряженный (до 1,8 *в*) аккумулятор необходимо не позже чем через 24 *ч* снова зарядить, так как иначе заметно понизится его емкость. При понижении уровня электролита (в процессе эксплуатации) доливать аккумуляторы нужно дистиллированной водой.

В табл. 16-2 приводятся основные данные некоторых из выпускаемых промышленностью кислотных аккумуляторных батарей.

Щелочные аккумуляторы

По сравнению с кислотными щелочные аккумуляторы имеют ряд преимуществ. Они обладают более высокой механической прочностью и не боятся кратковременных коротких замыканий. Их можно заряжать и разряжать большим током и оставлять продолжительное время в разряженном состоянии. Кроме того, щелочные аккумуляторы проще в обслуживании, чем кислотные.

Промышленность выпускает щелочные аккумуляторы двух видов: кадмиево-никелевые (КН) и железо-никелевые (ЖН). Оба вида аккумуляторов аналогичны по размерам и основным электрическим характеристикам, но кадмиево-никелевые аккумуляторы имеют меньшее внутреннее сопротивление (в 1,5—2 раза) и меньший саморазряд (в 2—3 раза).

Электролитом для щелочного аккумулятора служит водный раствор едкого кали плотностью 23—25° (удельный вес 1,19—1,21) или едкого натра плотностью 21—23° (удельный вес 1,17—1,19). На 1 *л* раствора такой плотности требуется 255—282 *г* едкого кали или 177—201 *г* едкого натра. Для раствора можно применять дистиллированную, снеговую или дождевую воду.

Для повышения срока службы аккумулятора рекомендуется в раствор добавлять моногидрат едкого лития (20 *г* на 1 *л* раствора едкого кали и 30 *г* на 1 *л* раствора едкого натра).

Таблица 16-2

Основные данные кислотных (свинцовых) аккумуляторов

Обозначение	Номинальное напряжение, *в*	Номинальная емкость, *а·ч*	Нормальный зарядный ток, *а*	Номинальный разрядный ток, *а*	Размеры, *мм*			Вес (с электролитом), *кг*	Количество электролита, *л*
					Длина	Ширина	Высота		
РНП-60	2	60	6	6	168	111	228	8,1	0,7
2РНП-40	4	40	4	4	168	153	228	10,9	0,8
2РНП-60	4	60	6	6	217	164	230	15,7	1,4
2РНП-80	4	80	8	8	273	164	230	20,4	1,8
3-МТ-14	6	10	1	1	124	100	181	4,2	0,35
3-МТМ-14	6	12	1,5	1,2	125	81	189	5	0,5
3-СТ-60	6	60	5	6	179	178	237	15	2,25
3-СТ-70	6	70	6,5	7	257	194	230	16	2,5
3-СТ-84	6	84	8	8,4	272	188	230	19	2,65
3-СТ-98	6	98	10	9,8	308	188	245	21,5	3,5
3-СТ-112	6	112	10	11,2	340	188	245	24,5	4
3-СТ-126	6	126	10	12,6	386	188	245	27,5	4,5
3-СТ-135	6	135	10	13,5	335	180	240	27,5	4,75
6-СТ-42	12	42	4	4,2	240	179	219	—	3
6-СТ-54	12	54	5	5,4	283	182	237	19	3,75
6-СТ-68	12	68	6	6,8	358	183	236	24	5
6-СТ-110	12	110	10	11	587	238	232	53	8,4

Примечание. Цифра в начале обозначения аккумуляторной батареи указывает, из скольких аккумуляторов состоит батарея, буквы — назначение и материал (РНП — радионакальная в пластмассовом сосуде: МТ — мотоциклетная; МТМ — мотоциклетная с сепаратором из мипора; СТ — стартерная), а число после букв — номинальную емкость.

Если аккумулятор работает при окружающей температуре от +15 до +30° С, то в качестве электролита чаще всего применяют едкий натр. При температурах ниже —15° С применяется раствор едкого кали плотностью 30—34° (удельный вес 1,26—1,3) без добавления едкого лития. На 1 *л* раствора такой плотности требуется 353—416 *г* едкого кали.

Едкое кали и едкий натр (кристаллы) являются сильно действующей щелочью (разъедают шерстяную и бумажную ткани, кожаную обувь, кожу человека, поражают глаза), поэтому обращаться с ними нужно аккуратно и осторожно. Пораженную ими часть тела или одежды надо немедленно смочить раствором борной кислоты или уксусом, а затем промывать проточной водой с мылом до тех пор, пока эта часть тела не перестанет быть скользкой. Хранить едкое кали и едкий натр (или растворы их) необходимо в герметически закрывающейся посуде (без доступа воздуха).

Раствор приготовляют в чистой стеклянной эмалированной или железной посуде, в которую сначала наливают нужное количество дистиллированной воды, а затем железными щипцами или непосредственно рукой в резиновой перчатке погружают в воду кристаллы, размешивая раствор стеклянной или стальной палочкой (при этом раствор сильно нагревается). Как только температура готового электролита понизится до +25° С, необходимо немедленно приступать к заливке аккумуляторов, с тем чтобы сократить до минимума время нахождения электролита на открытом воздухе.

Заливка щелочных аккумуляторов производится точно так же, как и кислотных. В залитый аккумулятор рекомендуется налить несколько капель вазелинового масла, которое образует на поверхности электролита сплошную пленку, предохраняющую электролит от воздействия окружающего воздуха.

Ни в коем случае нельзя пользоваться одной и той же посудой для щелочных и кислотных аккумуляторов, а также держать и заряжать щелочные аккумуляторы в одном помещении с кислотными.

Зарядка щелочных аккумуляторов обычно продолжается 8—10 *ч*. Во время зарядки и в течение 2—3 *ч* после зарядки пробки у аккумуляторов должны быть открыты. В это время к аккумулятору нельзя подносить зажженную свечу, спичку или закуренную папиросу.

Окончание зарядки щелочного аккумулятора определяется продолжительностью зарядки, величиной зарядного тока и напряжением каждого его элемента.

Номинальное напряжение одного элемента щелочного аккумулятора равно 1,25 *в*. В конце зарядки напряжение повышается до 1,75—1,8 *в*, а в конце разрядки (под нагрузкой) оно понижается до 1 *в*.

В щелочных аккумуляторах необходимо не реже чем через каждые 6 мес. сменять электролит.

Основные данные выпускаемых отечественной промышленностью щелочных аккумуляторных батарей приведены в табл. 16-3.

Таблица 16-3

Основные данные щелочных аккумуляторов

Обозначение	Номинальное напряжение, *в*	Номинальная емкость, *а·ч*	Нормальный зарядный ток, *а*	Нормальный разрядный ток, *а*	Размеры, *мм*	Вес (с электролитом), *кг*
АКН-2,25	1,25	2,25	0,56	0,28	45×20×120	0,33
НКН-10	1,25	10	2,5	1,25	80×31×110	0,74
НКН-22	1,25	22	5,5	2,75	105×32×200	1,67
НКН-45	1,25	45	11,25	5,65	105×53×200	2,72
НКН-60	1,25	60	15	7,5	152×45×330	4,6
НКН-100	1,25	100	25	12,5	152×70×330	6,5
2ФЖН-8-1	2,5	8	2	1	81×63×110	1,45
2ФЖН-8-II	2,5	8	2	1	162×32×110	1,45
4НКН-10	5	10	2,5	1,25	188×76×128	—
4НКН-45; 4ЖН-45	5	45	11,25	5,65	305×148×252	15
4НКН-60; 4ЖН-60	5	60	15	7,5	262×170×388	24,2
4НКН-100; 4ЖН-100	5	100	25	12,5	374×178×388	34,2
5НКН-10	6,25	10	2,5	1,25	190×89×128	—
5НКН-45; 5ЖН-45	6,25	45	11,25	5,65	372×148×252	17,6
5НКН-60; 5ЖН-60	6,25	60	15	7,5	315×170×388	29,9
5НКН-100; 5ЖН-100	6,25	100	25	12,5	459×178×388	40
7НКН-45; 7ЖН-45	8,75	45	11,25	5,65	508×148×252	24,9
10НКН-22; 10ЖН-22	12,5	22	5,5	2,75	465×148×252	21,6
10НКН-45; 10ЖН-45	12,5	45	11,25	5,65	707×152×252	34,8
10НКН-60, 10ЖН-60	12,5	60	15	7,5	600×170×388	57,8
10НКН-100, 10ЖН-100	12,5	100	25	12,5	884×178×388	78
17ЖН-22	21,25	22	5,5	2,75	435×285×252	36
17НКН-45	21,25	45	11,25	5,65	640×289×252	—
32АКН-2,25	40	2,25	0,56	0,28	525×165×168	—
64АКН-2,25	80	2,25	0,56	0,28	525×317×168	—

Серебряно-цинковые аккумуляторы

По сравнению с кислотными и щелочными серебряно-цинковые аккумуляторы обладают большей плотностью тока (0,5 *а/см*^{2} при толщине пластин 0,1—0,15 *мм*), меньшим саморазрядом (при хранении до полугода запас энергии уменьшается лишь на 20%) и лучшей работоспособностью при значительных изменениях окружающей температуры.

Серебряно-цинковый аккумулятор состоит из пластмассового сосуда и помещенных в нем пластин из окиси цинка (отрицательные электроды) и пластин из серебра (положительные электроды). Электролитом служит раствор едкого кали.

Номинальное напряжение аккумулятора равно 1,5 *в*. Зарядка производится при напряжении 2,1 *в*.

Благодаря небольшому количеству электролита и водонепроницаемой пробке эти аккумуляторы можно монтировать в любом положении.

Недостатком серебряно-цинковых аккумуляторов является их сравнительно высокая стоимость.

В табл. 16-4 приводятся основные данные выпускаемых отечественной промышленностью серебряно-цинковых аккумуляторов.

Таблица 16-4

Основные данные серебряно-цинковых аккумуляторов

Обозначение	Номинальное напряжение, *в*	Номинальная емкость, *а·ч*	Номинальный зарядный ток, *а*	Разрядный ток при 5-минутном разряде, *а*	Размеры, *мм*	Вес, *г*
СЦ-0,5	1,5	0,5	0,5	7	12×24×37	19,5
СЦ-5	1,5	5	5	70	32×45×63	165
СЦ-11	1,5	12	10	120	21×41×100	190
СЦ-25	1,5	25	25	300	47×47×106	470
СЦ-45	1,5	45	50	700	47×51×140	700
СЦ-95	1,5	95	100	1 200	71×55×212	1 820
СЦ-100	1,5	100	100	1 200	50×105×140	1 950

16-3. ТЕРМОЭЛЕКТРОГЕНЕРАТОРЫ

Для питания батарейных радиоприемников и малых колхозных радиоузлов выпускаются термоэлектрические генераторы типов ТГК-3, ТЭГК-2-2 и ТГК-10.

Действие термоэлектрического генератора основано на использовании термоэлектрического эффекта, заключающегося в том, что при нагревании места спая двух разных металлов между их свободными («холодными») концами, имеющими более низкую температуру, возникает постоянная э. д. с. (порядка милливольт).

Термоэлектрогенератор ТГК-3 (рис. 16-1) предназначен для питания приемников «Родина-47», «Родина-52», «Искра» и др. Он состоит из двух термобатарей с большим числом последовательно соединенных термоэлементов из металлокерамики. Одна из них, дающая напряжение 2 *в* при токе 2 *а*, предназначена для питания анодных цепей приемника через вибропреобра-

зователь, а другая, дающая напряжение 2 *в* при токе 0,5 *а*, — для питания нитей накала. Эта батарея имеет еще отвод на 1,2 *в* (при токе 0,36 *а*).

Термобатареи нагреваются 20-линейной керосиновой лампой «Молния», которая используется вместе с тем для освещения. Расход керосина в час составляет 60—70 *г*.

Термоэлектрогенератор обладает длительным сроком службы и не боится коротких замыканий.

Термоэлектрогенератор ТЭГК-2-2 тоже предназначен для питания батарейных приемников и также состоит из двух термобатарей, но в отличие от термоэлектрического генератора ТГК-3 он не нуждается в вибропреобразователе.

Одна из термобатарей (1,4—0,6 *в* при токе 180—650 *ма*) служит для питания цепей накала, а другая (150—60 *в* при токе 5—13,5 *ма*) — для непосредственного питания анодных и сеточных цепей приемника. Термобатареи нагреваются 20-линейной керосиновой лампой «Молния».

Благодаря отсутствию вибропреобразователя уровень шумов приемника, питающегося от этого термоэлектрического генератора, значительно ниже, чем при питании того же приемника от термоэлектрогенератора ТГК-3.

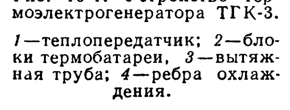


Рис. 16-1. Устройство термоэлектрогенератора ТГК-3.

1—теплопередатчик; *2*—блоки термобатареи, *3*—вытяжная труба; *4*—ребра охлаждения.

Термоэлектрогенератор ТГК-10 предназначен для питания малых колхозных радиоузлов типа КРУ-2. Он имеет две термобатареи, одна из которых (1,2 *в* при токе 0,7 *а*) служит для питания цепей накала, а другая (10 *в* при токе 1 *а*) — для питания анодных цепей от вибропреобразователя, имеющегося в радиоузле КРУ-2.

Нагрев термобатарей этого генератора производится от керогазовой горелки.

16-4. ВЫПРЯМИТЕЛИ СЕТЕВОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Выпрямители служат для получения постоянного напряжения путем преобразования переменного напряжения электросети в постоянное пульсирующее напряжение с последующим сглаживанием пульсаций при помощи фильтра.

В выпрямителях для питания приемников и усилителей обычно используются либо кенотроны, либо селеновые столбики, либо полупроводниковые (германиевые или кремниевые) диоды.

Промышленные селеновые столбики ВС, АВС и ТВС (выпускается более 600 типов) собраны из круглых (диаметром 5; 7,2; 18; 25; 35; 45 и 100 *мм*) или квадратных (40 × 40; 60 × 60; 75 × 75; 90 × 90 и 100 × 100 *мм*) пластин, предназначены для различных схем выпрямления и рассчитаны на разные напряжения и токи (рис. 16-2).

Каждый элемент (пластина) столбика ВС или АВС рассчитан на действующее переменное входное напряжение U до 18 *в* и наибольшую амплитуду обратного напряжения $U_{обр} = 25$ *в*, а элемент столбика ТВС — на U до 30 *в* и $U_{обр} = 42$ *в*.

Выбор схемы выпрямителя определяется необходимыми для питания напряжением и током, способом питания от электросети (непосредственно или через трансформатор) и видом выпрямительного элемента (кенотрона, селеновых столбиков или полупроводниковых диодов).

Ниже приводится ряд различных схем выпрямителей, работающих на емкость, в качестве которой чаще всего используются электролитические конденсаторы.

Расчет выпрямителя производится по заданным величинам выпрямленного напряжения и тока и известному переменному напряжению электросети.

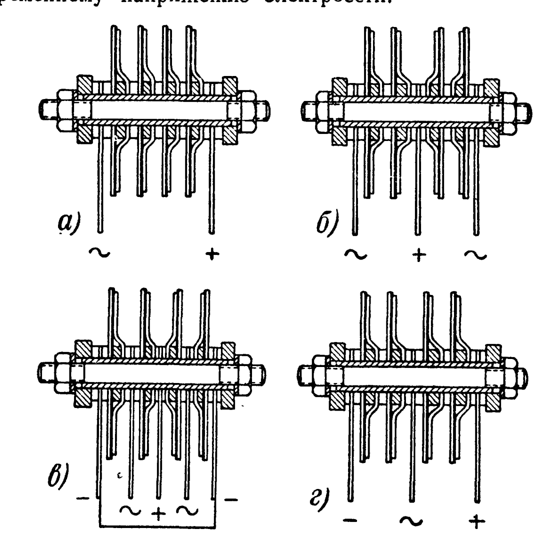


Рис. 16-2. Селеновые столбики для различных схем выпрямления.

а — для однополупериодной схемы; *б* — для двухполупериодной схемы с нулевой точкой; *в* — для двухполупериодной мостовой схемы; *г* — для двухполупериодной схемы с удвоением напряжения.

При расчете определяют тип кенотрона (выбирают по табл. 16-5), или диаметр и количество селеновых дисков (по табл. 16-6), или же тип и количество полупроводниковых диодов (см. стр. 326 и табл. 16-8), напряжение вторичной обмотки, токи вторичной и первичной обмоток силового трансформатора или величину добавочного (защитного) сопротивления, емкость и рабочее напряжение конденсатора (выбирают по табл. 16-7) и коэффициент пульсации.

Таблица 16-6

Электрические параметры селеновых пластин

Размеры, *мм*	Наибольший выпрямленный ток I, *ма*	Внутреннее сопротивление r при токе I, *ом*	Внутреннее сопротивление R_i столбика или диска при рабочем токе I_0, *ом*
Ø 5	1,2	300	$R_i = Nr\sqrt{\frac{I}{I_0}}$, где N — число последовательно включенных дисков в столбике
Ø 7,2	6	90	
Ø 18	40	15	
Ø 25	75	5	
Ø 35	150	2,5	
Ø 45	300	1,2	
Ø 100	1 500	0,15	
40×40	300	1,2	
60×60	600	0,5	
75×75	1 200	0,25	
90×90	1 500	0,15	
100×100	2 000	0,12	

Примечание. Сопротивление селеновых дисков типа ТВС следует увеличить в 1,5 раза по сравнению с приведенным в таблице.

Таблица 16-5

Электрические параметры кенотронов

Обозначение	Количество анодов	Напряжение накала, *в*	Ток накала, *ма*	Наибольшее выпрямленное напряжение U_0, *в*	Наибольший выпрямленный ток I_0, *ма*	Наибольшая амплитуда обратного напряжения анода $U_{обр}$, *в*	Наибольшая амплитуда тока анода $I_{макс}$, *ма*	Внутреннее сопротивление R_i, *ом*
1Ц1С	1	0,7	185	5 100	0,5	15 000	5	7 500
1Ц7С	1	1,25	200	10 000	2	30 000	17	14 000
1Ц11П	1	1,2	200	6 700	0,3	20 000	2	20 000
2Ц2С	1	2,5	1 750	4 200	7	12 500	100	4 500
5Ц3С	2	5	3 000	570	125×2	1 700	750×2	200
5Ц4М	2	5	2 000	520	70×2	1 550	415×2	150
5Ц4С	2	5	2 000	450	62,5×2	1 350	375×2	150
5Ц8С	2	5	5 000	570	210×2	1 700	1 200×2	200
5Ц9С	2	5	3 000	570	102×2	1 700	600×2	300
5Ц12П	1	5	770	1 700	50	5 000	350	400
6Ц4П	2	6,3	600	400	37×2	1 000	300×2	250
6Ц5С	2	6,3	600	460	37×2	1 375	300×2	250
6Ц13П	1	6,3	1 000	530	120	1 600	900	250
30Ц6С	2	30	300	200	60×2	500	500×2	150

Таблица 16-7

Электрические параметры электролитических конденсаторов

Номинальная емкость, *мкф*	Номинальное рабочее напряжение U_{C0}, *в*									
2	—	—	—	—	—	—	300	400	450	—
4	—	—	—	—	—	150	300	400	450	—
5	—	—	—	—	—	—	300	400	450	500
8	—	—	—	—	50	150	300	400	450	—
10	—	12	20	30	50	150	300	400	450	500
20	—	12	20	30	50	150	300	400	450	500
30	—	12	20	30	50	150	300	—	—	—
40	—	—	—	—	—	—	—	—	450	—
50	8	12	20	30	50	—	—	—	—	—
100	8	12	20	30	50	—	—	—	—	—
200	8	12	20	30	—	—	—	—	—	—
500	8	12	20	30	—	—	—	—	—	—
1 000	8	12	20	—	—	—	—	—	—	—
2 000	8	12	20	—	—	—	—	—	—	—

Приводимые далее упрощенные расчетные формулы и графики выведены для случая использования электросети с частотой 50 *гц*.

Величины, обозначения и единицы измерения

Наименование величины	Обозначение	Единица измерения
Выпрямленное напряжение до фильтра	U_0	*в*
Обратное напряжение (между анодом и катодом кенотрона или селенового столбика при отрицательном потенциале на аноде)	$U_{обр}$	*в*
Переменные напряжения на первой, второй, третьей и четвертой обмотках силового трансформатора	U_1, U_2, U_3 и U_4	
Выпрямленный (рабочий) ток	I_0	*ма*
Наибольший импульс тока через кенотрон	$I_{макс}$	*ма*
Токи первой второй, третьей и четвертой обмоток трансформатора	I_1, I_2, I_3, и I_4	*ма*
Общий ток первичной обмотки (с учетом токов всех вторичных обмоток)	$I_{1общ}$	*ма*
Наибольший выпрямленный ток селенового диска	I	*ма*
Добавочное (защитное) сопротивление	$R_д$	*ом*
Мощность, рассеиваемая на сопротивлении $R_д$	$P_{Rд}$	*вт*
Внутреннее сопротивление кенотрона или селенового столбика	R_i	*ом*
Внутреннее сопротивление селенового диска при наибольшем выпрямленном токе	r	*ом*
Число последовательно включенных дисков в селеновом столбике	N	—
Сопротивление трансформатора (сопротивление вторичной и приведенное сопротивление первичной обмотки трансформатора)	$R_{Тр}$	*ом*
Емкость конденсаторов фильтра	C_0, C_1, C_2, C_3 и C_4	*мкф*
Номинальное рабочее напряжение на конденсаторах C_0, C_1 и C_2	U_{C0}, U_{C1} и U_{C2}	*в*
Коэффициент пульсации на входе фильтра	p_0	%

Однополупериодная схема

В этой наиболее простой схеме выпрямления (рис. 16-3) используется только один (положительный) полупериод переменного напряжения. Применяется она для питания таких устройств, где допускается несколько повышенная пульсация выпрямленного напряжения. Рекомендуется при выпрямляемой мощности не более 10—15 *вт*.

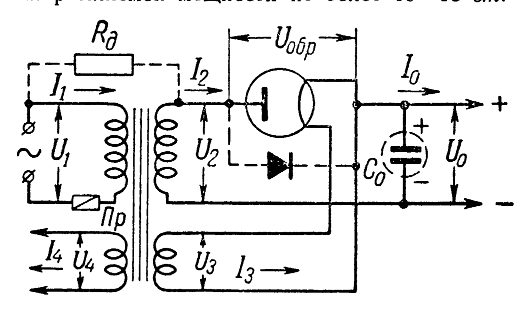


Рис. 16-3. Схема однополупериодного выпрямителя.

В схеме применяется кенотрон, селеновый столбик или полупроводниковый диод. Частота пульсации равна частоте выпрямляемого напряжения (50 *гц*).

Расчетные соотношения

$$U_{обр} = 3U_0;\ I_{макс} = 7I_0;$$

$$U_2 = 0{,}75U_0 + \frac{I_0(R_i + R_{Тр})}{265};$$

$$I_2 = 2I_0 + \frac{12U_0}{R_i + R_{тр}};$$

$$I_1 = \frac{1{,}2U_2\sqrt{I_2^2 - I_0^2}}{U_1};$$

$$C_0 = \frac{60I_0}{U_0};$$

$$U_{C0} = 1{,}2U_0;$$

$$p_0 = \frac{600I_0}{U_0C_0};$$

$$I_{1общ} = I_1 + \frac{I_3U_3}{U_1} + \frac{I_4U_4}{U_1} + \ldots$$

В схеме без силового трансформатора:

при $U_1 = 110$ *в*

$$R_д = \frac{200\,(145 - U_0)}{I_0};$$

при $U_1 = 127$ *в*

$$R_д = \frac{200\,(168 - U_0)}{I_0};$$

при $U_1 = 220$ *в*

$$R_д = \frac{200\,(290 - U_0)}{I_0};$$

$$I_1 = 2I_0 + \frac{12U_0}{R_i + R_д};$$

$$P_{Rд} = \frac{I_1^2R}{1\,000\,000}.$$

Пример расчета. *Дано*: $U_0 = 250$ *в*; $I_0 = 50$ *ма*, $U_1 = 110$ *в*.

Определяем:

$$U_{обр} = 3 \cdot 250 = 750 \text{ в}; \; I_{макс} = 7 \cdot 50 = 350 \text{ ма}.$$

Выбираем селеновый столбик, составленный из дисков диаметром 25 *мм*. Так как обратное напряжение на один диск составляет 25 *в*, то число последовательно включенных дисков в столбике

$$N = \frac{750}{25} = 30 \text{ шт.}$$

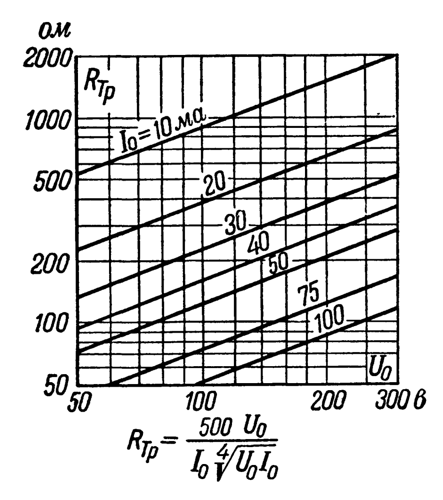


Рис. 16-4. График и формула для определения сопротивления трансформатора в схеме однополупериодного выпрямителя.

Поэтому можем, например, для выпрямителя применить готовый селеновый столбик типа АВС-25-68.

Из табл. 16-6 находим:

$$R_i = 30 \cdot 5 \sqrt{\frac{75}{50}} = 184 \text{ ом},$$

а по графику или формуле, приведенным на рис. 16-4, получаем:

$$R_{Тр} = 240 \text{ ом}.$$

Тогда

$$U_2 = 0{,}75 \cdot 250 + \frac{50\,(184 + 240)}{265} = 268 \text{ в};$$

$$I_2 = 2 \cdot 50 + \frac{12 \cdot 250}{184 + 240} = 107 \text{ ма};$$

$$I_1 = \frac{1{,}2 \cdot 268 \sqrt{107^2 - 50^2}}{110} = 278 \text{ ма};$$

$$C_0 = \frac{60 \cdot 50}{250} = 12 \text{ мкф};$$

$$U_{C_0} = 1{,}2 \cdot 250 = 300 \text{ в}.$$

По табл. 16-7 (стр. 320) выбираем электролитический конденсатор емкостью 10 *мкф* на рабочее напряжение 300 *в*. В этом случае

$$p_0 = \frac{600 \cdot 50}{250 \cdot 10} = 12\%,$$

т. е. выпрямитель пригоден, например, для питания обмотки возбуждения электродинамического громкоговорителя (см. табл. 16-9 на стр. 327).

При $U_4 = 6{,}3$ *в* и $I_4 = 1000$ *ма*

$$I_{1общ} = 278 + \frac{1\,000 \cdot 6{,}3}{110} = 335 \text{ ма}.$$

Двухполупериодная схема с нулевой точкой

В этой наиболее распространенной схеме выпрямления (рис. 16-5) используются оба полупериода переменного напряжения (обе половины вторичной обмотки трансформатора работают поочередно). Рекомендуется она обычно при выпрямляемой мощности более 10—15 *вт*.

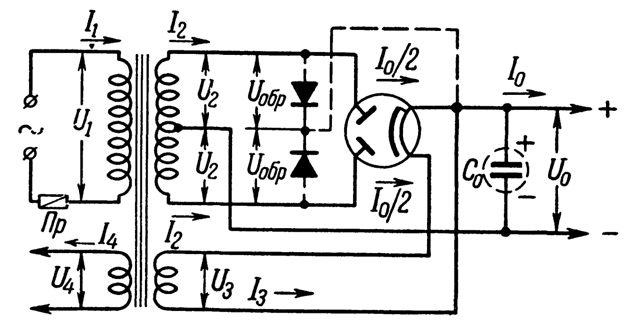


Рис. 16-5. Схема двухполупериодного выпрямителя с нулевой точкой.

В схеме чаще всего применяется двуханодный кенотрон, реже — селеновые столбики и полупроводниковые диоды. Частота пульсации равна удвоенной частоте выпрямляемого напряжения (100 *гц*).

Расчетные соотношения

$$U_{обр} = 3U_0; \; I_{макс} = 3{,}5 I_0;$$

$$U_2 = 0{,}75 U_0 + \frac{I_0 (R_i + R_{Тр})}{530};$$

$$I_2 = I_0 + \frac{12 U_0}{R_i + R_{Тр}};$$

$$I_1 = \frac{1{,}7 U_2 I_2}{U_1};$$

$$C_0 = \frac{30 I_0}{U_0};$$

$$U_{C_0} = 1{,}2 U_0;$$

$$p_0 = \frac{300 I_0}{U_0 C_0};$$

$$I_{1общ} = I_1 + \frac{I_3 U_3}{U_1} + \frac{I_4 U_4}{U_1} + \dots$$

Пример расчета. *Дано:* $U_0 = 300$ *в*; $I_0 = 100$ *ма*; $U_1 = 110$ *в*.

Определяем:

$$U_{обр} = 3 \cdot 300 = 900 \text{ в};$$

$$I_{макс} = 3{,}5 \cdot 100 = 350 \text{ ма}.$$

Из табл. 16-5 (стр. 320) выбираем, например, кенотрон типа 5Ц4С и находим:

$$R_i = 150 \text{ ом}.$$

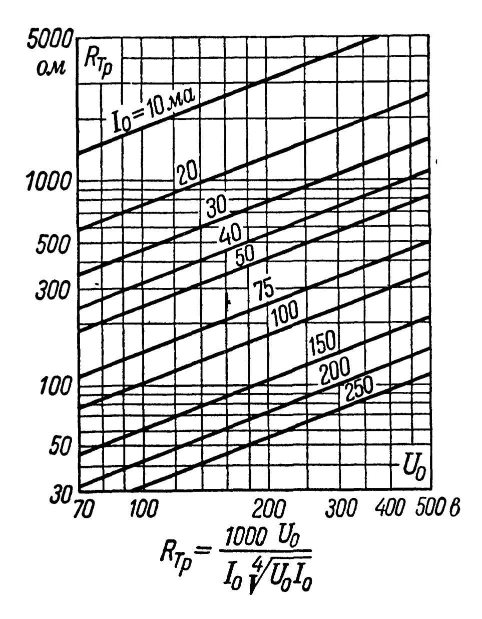


Рис. 16-6. График и формула для определения сопротивления трансформатора в схеме двухполупериодного выпрямителя.

По графику или формуле, приведенным на рис. 16-6, получаем $R_{Тр} = 230$ *ом*. Тогда

$$U_2 = 0{,}75 \cdot 300 + \frac{100\,(150 + 230)}{530} = 297 \text{ в};$$

$$I_2 = 100 + \frac{12 \cdot 300}{150 + 230} = 109 \text{ ма};$$

$$I_1 = \frac{1{,}7 \cdot 297 \cdot 109}{110} = 500 \text{ ма};$$

$$C_0 = \frac{30 \cdot 100}{300} = 10 \text{ мкф};$$

$$U_{C0} = 1{,}2 \cdot 300 = 360 \text{ в}.$$

Из табл. 16-7 (стр. 320) выбираем электролитический конденсатор 10 *мкф* с $U_{C0} = 400$ *в*. В этом случае

$$p_0 = \frac{300 \cdot 100}{300 \cdot 10} = 10\%.$$

При $U_3 = 5$ *в*, $I_3 = 2\,000$ *ма*, $U_4 = 6{,}3$ *в* и $I_4 = 2\,000$ *ма*

$$I_{1общ} = 500 + \frac{2\,000 \cdot 5}{110} + \frac{2\,000 \cdot 6{,}3}{110} = 705 \text{ ма}.$$

Двухполупериодная мостовая схема

В мостовой схеме выпрямления (рис. 16-7) используются оба полупериода переменного напряжения. В отличие от схемы двухполупериодного выпрямителя с нулевой точкой вторичная обмотка силового трансформатора в мостовой схеме не имеет отвода от середины и напряжение на этой обмотке должно быть примерно равно

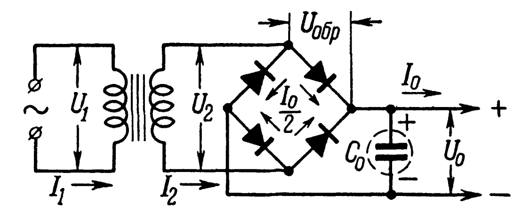


Рис. 16-7. Мостовая схема двухполупериодного выпрямителя.

напряжению половины вторичной обмотки силового трансформатора двухполупериодной схемы с нулевой точкой.

Мостовая схема чаще всего используется для выпрямления сравнительно больших токов. В схеме, как правило, применяются селеновые столбики или полупроводниковые диоды. Частота пульсации равна удвоенной частоте выпрямляемого напряжения (100 *гц*).

Расчетные соотношения

$$U_{обр} = 1{,}5U_0; \quad I_{макс} = 3{,}5I_0;$$

$$R_{Тр} = \frac{830U_0}{I_0 \sqrt[4]{U_0 I_0}};$$

$$U_2 = 0{,}75U_0 + \frac{I_0\,(2R_i + R_{Тр})}{530};$$

$$I_2 = 1{,}41I_0 + \frac{16{,}6U_0}{2R_i + R_{Тр}};$$

$$I_1 = \frac{1{,}2U_2 I_2}{U_1};$$

$$C_0 = \frac{30I_0}{U_0};$$

$$U_{C0} = 1{,}2U_0;$$

$$p_0 = \frac{300I_0}{U_0 C_0}.$$

Пример расчета. *Дано*: $U_0 = 400$ *в*; $I_0 = 200$ *ма*; $U_1 = 220$ *в*.

Определяем:

$$U_{обр} = 1{,}5 \cdot 400 = 600 \text{ в}; \quad I_{макс} = 3{,}5 \cdot 200 = 700 \text{ ма},$$

а выпрямленный ток в одном плече составляет $\frac{200}{2} = 100$ *ма*.

Из табл. 16-6 (стр. 319) выбираем селеновые столбики (4 шт), составленные из дисков диаметром 35 *мм*. Так как обратное напряжение на один диск составляет 25 *в*, то число последовательно включенных дисков в каждом столбике $N = \frac{600}{25} = 24$ шт. Находим (из табл. 16-6)

$$R_i = 24 \cdot 2{,}5 \sqrt{\frac{150}{100}} = 73 \text{ ом}$$

и вычисляем

$$R_{Тр} = \frac{830 \cdot 400}{200 \sqrt[4]{400 \cdot 200}} = 98 \text{ ом}.$$

Тогда

$$U_2 = 0{,}75 \cdot 400 + \frac{200\,(2 \cdot 73 + 98)}{530} = 392 \text{ в};$$

$$I_2 = 1{,}41 \cdot 200 + \frac{16{,}6 \cdot 400}{2 \cdot 73 + 98} = 309 \text{ ма};$$

$$I_1 = \frac{1{,}2 \cdot 392 \cdot 309}{220} = 660 \text{ ма};$$

$$C_0 = \frac{30 \cdot 200}{400} = 15 \text{ мкф};$$

$$U_{C0} = 1{,}2 \cdot 400 = 480 \text{ в}.$$

Из табл. 16-7 (стр. 320) выбираем электролитический конденсатор емкостью 20 *мкф* с $U_{C0} = 500$ *в*. В этом случае

$$p_0 = \frac{300 \cdot 200}{400 \cdot 20} = 7{,}5\%.$$

Двухполупериодная схема с удвоением напряжения

Эта схема (рис. 16-8), использующая оба полупериода переменного напряжения, позволяет получить примерно удвоенное значение выпрямляемого напряжения. Чаще

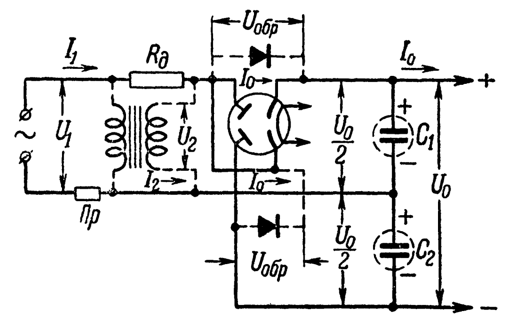


Рис. 16-8. Схема двухполупериодного выпрямителя с удвоением напряжения.

всего такая схема применяется для питания бестрансформаторных приемников и других устройств, в которых напряжение электросети (110 или 127 *в*) заменяет напряжение вторичной обмотки силового трансформатора, а нити накала кенотрона и ламп соединяются последовательно и питаются непосредственно от той же электросети.

В схеме используется либо двуханодный кенотрон с раздельными катодами, либо селеновые столбики и полупроводниковые диоды. Частота пульсации равна удвоенной частоте выпрямляемого напряжения (100 *гц*).

Расчетные соотношения

$$U_{обр} = 1{,}5U_0; \quad I_{макс} = 7I_0;$$

при $U_1 = 110$ *в*

$$R_д = \frac{100\,(290 - U_0)}{I_0} - R_i;$$

при $U_1 = 127$ *в*

$$R_д = \frac{100\,(335 - U_0)}{I_0} - R_i;$$

при $U_1 = 220$ *в*

$$R_д = \frac{100\,(580 - U_0)}{I_0} - R_i;$$

$$I_1 = 2{,}8I_0 + \frac{8U_0}{R_i + R_д};$$

$$P_{R д} = \frac{I_1^2 R_д}{1\,000\,000};$$

$$C_1 = C_2 = \frac{125 I_0}{U_0};$$

$$U_{C1} = U_{C2} = 0{,}6U_0;$$

$$p_0 = \frac{1\,250 I_0}{U_0 C_1}.$$

В схеме с силовым трансформатором

$$R_{Тр} = \frac{220U_0}{I_0 \sqrt[4]{U_0 I_0}};$$

$$U_2 = 0{,}38U_0 + \frac{I_0\,(R_i + R_{Тр})}{265};$$

$$I_2 = 2{,}8I_0 + \frac{8U_0}{R_i + R_{Тр}};$$

$$I_1 = \frac{1{,}2 I_2 U_2}{U_1}.$$

Пример расчета (бестрансформаторный вариант). *Дано*: $U_0 = 180$ *в*; $I_0 = 50$ *ма*; $U_1 = 127$ *в*.

Определяем:

$$U_{обр} = 1{,}5 \cdot 180 = 270 \text{ в}; \quad I_{макс} = 7 \cdot 50 = 350 \text{ ма}.$$

Из табл. 16-5 (стр. 320) выбираем кенотрон типа 30Ц6С и находим $R_i = 150$ *ом*. Тогда:

$$R_д = \frac{100\,(335 - 180)}{50} - 150 = 160 \text{ ом};$$

$$I_1 = 2{,}8 \cdot 50 + \frac{8 \cdot 180}{150 + 160} = 145 \text{ ма};$$

$$P_{R\text{д}} = \frac{145^2 \cdot 160}{1\,000\,000} = 3{,}4 \text{ вт};$$

$$C_1 = C_2 = \frac{125 \cdot 50}{180} = 35 \text{ мкф};$$

$$U_{C1} = U_{C2} = 0{,}6 \cdot 180 = 108 \text{ в}.$$

Из табл. 16-7 (см. стр. 320) выбираем электролитические конденсаторы по 30 *мкф* с $U_{C1} = U_{C2} = 150$ *в*. В этом случае

$$p_0 = \frac{1\,250 \cdot 50}{180 \cdot 30} = 12\%.$$

Однополупериодная схема с умножением напряжения

Такая схема (рис. 16-9) позволяет в зависимости от числа каскадов умножения K получить примерно удвоенное, утроенное, учетверенное и т. д. по сравнению с выпрямляемым напряжением U_2 выпрямленное напряжение U_0. Применяется она обычно при малом выпрямляемом токе I_0 (от 3—5 *ма*).

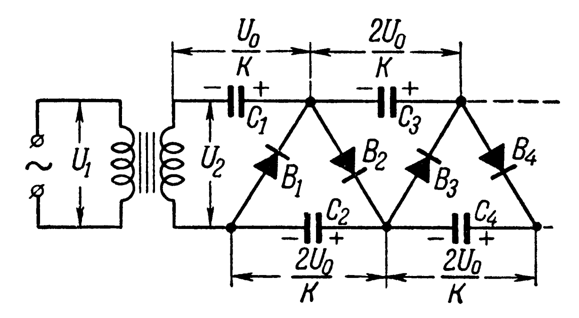


Рис. 16-9. Схема однополупериодного выпрямителя с умножением напряжения.

В схеме обычно используются селеновые столбики или полупроводниковые диоды. Частота пульсации равна частоте выпрямляемого напряжения (50 *гц*).

Расчетные соотношения

$$U_2 = \frac{0{,}85 U_0}{K};$$

$$U_{\text{обр}} = 2{,}8 U_2;$$

$$C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = \ldots = \frac{34 I_0 (K+2)}{U_2};$$

$$U_{C1} = \frac{U_0}{K};$$

$$U_{C2} = U_{C3} = U_{C4} = \frac{2U_0}{K};$$

$$p_0 = \frac{200 I_0 (K+2)}{U_2 C_1}.$$

Пример расчета. *Дано*: $U_0 = 1\,000$ *в*; $I_0 = 1$ *ма*; $K = 4$.

Определяем:

$$U_2 = \frac{0{,}85 \cdot 1\,000}{4} \approx 213 \text{ в};$$

$$U_{\text{обр}} = 2{,}8 \cdot 213 \approx 600 \text{ в}.$$

Из табл. 16-6 (стр. 319) выбираем селеновые столбики 4 шт.), составленные из дисков диаметром 5 *мм*. Так как обратное напряжение на один диск составляет 25 *в*, то число последовательно включенных дисков в каждом столбике

$$N = \frac{600}{25} = 24 \text{ шт.}$$

Исходя из этого, можно, например, для выпрямителя применить готовые селеновые столбики типа АВС-1-510.

Далее:

$$C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = \frac{34 \cdot 1\,(4+2)}{213} = 1 \text{ мкф};$$

$$U_{C1} = \frac{1\,000}{4} = 250 \text{ в};$$

$$U_{C2} = U_{C3} = U_{C4} = \frac{2 \cdot 1\,000}{4} = 500 \text{ в}.$$

В этом случае

$$p_0 = \frac{200 \cdot 1\,(4+2)}{213 \cdot 1} = 6\%.$$

Выпрямители на полупроводниковых диодах

Наряду с кенотронами и селеновыми столбиками в выпрямителях в настоящее время используются также полупроводниковые (в основном плоскостные) германиевые и кремниевые диоды. Выпрямитель на полупроводниковых диодах по сравнению с выпрямителями на кенотронах обладает более высоким к. п. д. и значительно большим сроком службы. Полупроводниковые диоды, кроме того, меньше по размерам, чем кенотроны и селеновые столбики, что очень важно для применения их в малогабаритной аппаратуре.

Выпускаемые в настоящее время плоскостные германиевые и кремниевые диоды, предназначенные для выпрямления переменного тока, рассчитаны на сравнительно небольшие напряжения. Кроме того, диоды одного и того же типа могут заметно различаться по обратным сопротивлениям. Поэтому в выпрямителях на большие напряжения необходимо применять несколько последовательно соединенных диодов (одного и того же типа), а для равномерного распределения обратного напряжения между диодами нужно шунтировать каждый из них сопротивлением $R_{\text{ш}}$ такой величины, чтобы протекающий через сопротивление ток в несколько раз превышал обратный ток диода. Сопротивления $R_{\text{ш}}$ выбираются обычно на номинальную мощность 0,25—0,5 *вт*.

Для плоскостных диодов характерна зависимость из параметров от окружающей температуры. Германиевые диоды способны работать при температуре не выше 70° С, а кремниевые — при температуре не выше 100° С. В связи с этим германиевые диоды при монтаже не следует располагать вблизи нагревающихся деталей.

Необходимо еще указать, что диоды не допускают перегрузок. Поэтому их надо включать вместе с плавким предохранителем, чтобы защитить от случайных коротких замыканий выпрямителя.

Расчет выпрямителя на полупроводниковых диодах не отличается какими-либо особенностями. Выбрав схему выпрямления (рис. 16-10) и задавшись основными параметрами выпрямителя, нужно лишь определить минимально необходимое число диодов.

В схеме однополупериодного или в каждом плече двухполупериодного выпрямителя при выпрямленном напряжении U_0 на входном конденсаторе фильтра минимально необходимое число диодов

$$n = \frac{3U_0}{U_{обр}},$$

где $U_{обр}$ — обратное напряжение для одного диода, *в*.

Пример расчета. *Дано*: $U_0 = 300$ *в*; $I_0 = 100$ *ма*. Выбираем двухполупериодную схему выпрямления; предполагаем, что температура, при которой будут работать диоды, может достигать $+50°$ С (например, внутри ящика приемника); хотим применить диоды типа ДГ-Ц27.

Из табл. 16-8 (стр. 327) находим, что $U_{обр} = 280$ *в* и $R_ш = 33$ *ком*.

Определяем:

$$n = \frac{3 \cdot 300}{280} \approx 3{,}2, \text{ т. е. } 4.$$

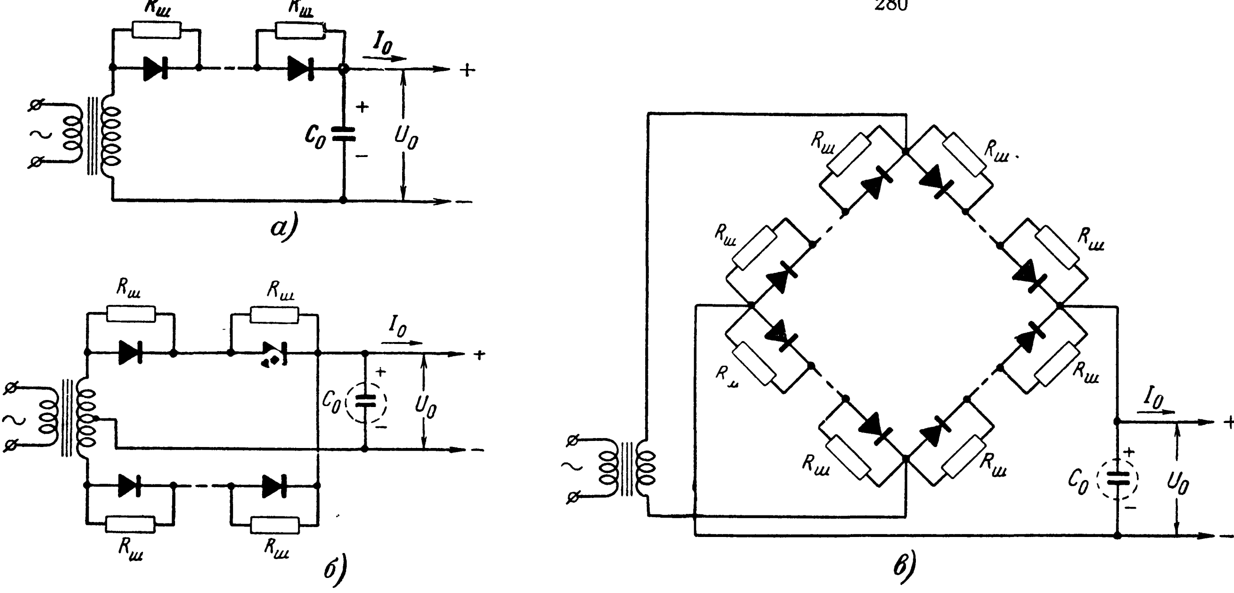


Рис. 16-10. Схемы выпрямителей на полупроводниковых диодах.

а — схема однополупериодного выпрямителя; *б* — схема двухполупериодного выпрямителя; *в* — мостовая схема выпрямителя.

В каждом плече мостовой схемы выпрямителя и схемы с удвоением напряжения минимально необходимое число диодов

$$n = \frac{1{,}5U_0}{U_{обр}}.$$

Внутреннее сопротивление R_i полупроводникового диода можно определить из следующих соотношений: для германиевого диода

$$R_i \approx \frac{500}{I_0},$$

а для кремниевого диода

$$R_i \approx \frac{1\,000}{I_0},$$

где I_0 — рабочий ток через диод, *ма*.

В табл. 16-8 (стр. 327) приведены значения выпрямленного тока I_0, обратного напряжения $U_{обр}$ и шунтирующего сопротивления $R_ш$ для различных типов германиевых плоскостных диодов при двух разных температурах ($+20$ и $+50°$ С). Значения при температуре $+50°$ С соответствуют условиям работы диода внутри аппарата, где за счет выделения тепла электронными лампами, трансформатором и другими нагревающимися деталями температура может значительно превышать $+20°$ С.

Для выпрямителя, таким образом, потребуется по четыре диода на каждое плечо, т. е. всего $4 \cdot 2 = 8$ диодов.

В остальном расчет выпрямителя на полупроводниковых диодах ничем не отличается от расчета выпрямителей с кенотронами и селеновыми столбиками.

16-5. СГЛАЖИВАЮЩИЕ ФИЛЬТРЫ

Уменьшение величины пульсации выпрямленного напряжения осуществляется при помощи сглаживающего фильтра.

Фильтры к выпрямителям, работающим на емкость, представляют собой одно или два Г-образных звена, состоящих из индуктивности (дросселя) и емкости (конденсатора) или из сопротивления и емкости. Выбор того или иного звена или их сочетания определяется величиной пропускаемого через фильтр выпрямленного тока и возможностями использования наличных деталей.

Расчет фильтра производится по заданным величинам выпрямленного напряжения, тока, коэффициента пульсации и емкости конденсатора на входе фильтра.

При расчете определяют по табл. 16-9 допустимый коэффициент пульсации на выходе фильтра (в зависимости от характера нагрузки) и с помощью упрощенных формул вычисляют нужные величины деталей фильтра и напряжение на его выходе.

Таблица 16-8

Типовые режимы германиевых плоскостных диодов

Тип диода	При температуре +20°С			При температуре +50°С		
	I_0, *ма*	$U_{обр}$, *в*	$R_ш$, *ком*	I_0, *ма*	$U_{обр}$, *в*	$R_ш$, *ком*
ДГ-Ц21	300 400 500	50 40 30	15—18	200 300 400	40 30 20	4,7—5,6
ДГ-Ц22	300 400 500	100 85 70	33—39	200 300 400	90 75 60	8,2—10
ДГ-Ц23	300 400	150 130	47—56	200 300	110 90	12—15
ДГ-Ц24	300 400	200 175	56—68	200 300	145 125	15—18
ДГ-Ц25	100 200 300	300 270 240	120—180	100 200 300	200 180 155	22—27
ДГ-Ц26	100 200 300	350 320 290	180—220	100 200 300	230 210 190	27—33
ДГ-Ц27	100 200 300	400 360 330	220—270	100 200 300	280 260 230	33—39
Д7А	300 400	50 40	22—27	200 300	35 25	5,6—6,8
Д7Б	300 400	100 80	39—56	200 300	60 40	12—15
Д7В	300 400	150 120	68—100	200 300	90 65	18—22
Д7Г	300 400	200 150	100—150	300 400	125 90	22—27
Д7Д	300 400	300 200	150—180	300 350	190 140	33—39
Д7Е	300 400	350 220	180—220	300 —	220 —	33—39
Д7Ж	300 400	400 250	220—270	300 —	250 —	39—47

Таблица 16-9

Допустимые значения пульсации

Характер нагрузки	Коэффициент пульсации *p*, %
Первые каскады микрофонных усилителей	0,001—0,002
Детекторные каскады, промежуточные каскады низкой частоты	0,01—0,05
Каскады высокой и промежуточной частот, преобразовательные каскады	0,02—0,1
Однотактный выходной каскад низкой частоты	0,1—0,5
Двухтактный выходной каскад низкой частоты, электронные и газовые стабилизаторы напряжения, аноды электронно-лучевых трубок	0,5—2
Обмотки возбуждения электродинамических громкоговорителей	До 20

Величины, обозначения и единицы измерения

Наименование величины	Обозначение	Единица измерения
Выпрямленное напряжение на входе фильтра	U_0	*в*
Постоянное напряжение на выходе фильтра	U	*в*
Выпрямленный ток	I_0	*ма*
Коэффициент пульсации на входе фильтра	p_0	%
Коэффициент пульсации на выходе фильтра	p	%
Емкость конденсатора на входе фильтра	C_0	*мкф*
Емкость конденсаторов фильтра	C и C'	*мкф*
Индуктивность дросселей фильтра	L и L'	*гн*
Сопротивления в звеньях фильтра	R и R'	*ом*
Мощность, рассеиваемая на сопротивлениях фильтра	P_R и $P_{R'}$	*вт*

Фильтр из индуктивности и емкости

Фильтр с индуктивностью (рис. 16-11) применяется обычно при выпрямленном токе более 20 *ма*. При значениях LC менее 200 он выполняется чаще всего в виде одного звена. При значениях LC более 200 добавляется второе звено. Емкость конденсатора C берется обычно такой же, как и емкость конденсатора C_0.

Расчетные соотношения

Для однополупериодных схем выпрямителей при одном звене фильтра

$$LC = \frac{10p_0}{p},$$

а при двух звеньях

$$LC = L'C' = 10\sqrt{\frac{p_0}{p}}.$$

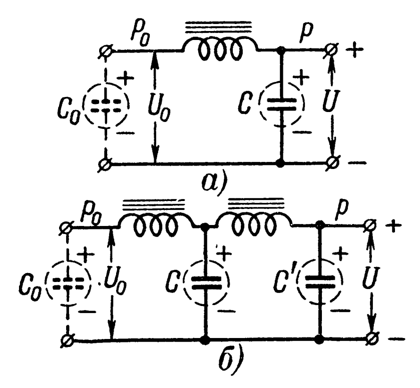


Рис. 16-11. Схемы фильтров из индуктивности и емкости.

а — однозвенный фильтр; *б*—двухзвенный фильтр.

Для двухполупериодных схем выпрямителей при одном звене фильтра

$$LC = \frac{2{,}5p_0}{p}$$

и при двух звеньях

$$LC = L'C' = 2{,}5\sqrt{\frac{p_0}{p}}.$$

Для всех схем U можно ориентировочно считать равным $0{,}8U_0$.

Пример расчета. *Дано*: двухполупериодная схема выпрямителя для питания однотактного выходного каскада усилителя низкой частоты; $U_0 = 300$ *в*; $I_0 = 100$ *ма*; $p_0 = 10\%$; $C_0 = 10$ *мкф*.

По табл. 16-9 определяем:

$$p = 0{,}2.$$

При фильтре с одним звеном

$$LC = \frac{2{,}5\cdot 10}{0{,}2} = 125.$$

Выбираем (по табл. 16-7 на стр. 320) конденсатор емкостью 10 *мкф* с $U_C = 300$ *в*. В этом случае

$$L = \frac{125}{10} = 12{,}5\ гн.$$

Затем подсчитываем:

$$U = 0{,}8,\ U_0 = 240\ в.$$

Фильтр из сопротивления и емкости

Фильтр с сопротивлением (рис. 16-12) применяется обычно при выпрямленном токе не более 20 *ма*. При значениях RC менее 100 000 он выполняется чаще всего в виде одного звена. Второе звено добавляется при значениях RC более 100 000. Емкость конденсатора C берется обычно такой же, как и емкость конденсатора C_0.

Расчетные соотношения

Для однополупериодных схем выпрямителей при одном звене фильтра

$$RC = \frac{3\,000p_0}{p},$$

а при двух звеньях

$$RC = R'C' = 3000\sqrt{\frac{p_0}{p}}.$$

Для двухполупериодных схем выпрямителей при одном звене фильтра

$$RC = \frac{1\,500p_0}{p}$$

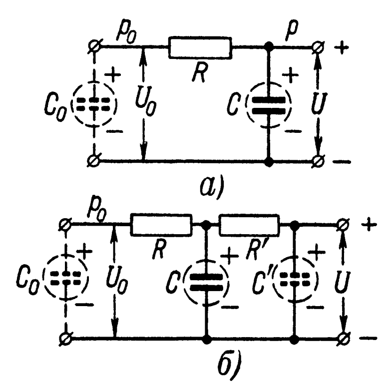


Рис. 16-12. Схемы фильтров из сопротивления и емкости.

а — однозвенный фильтр; *б*—двухзвенный фильтр.

и при двух звеньях

$$RC = R'C' = 1\,500\sqrt{\frac{p_0}{p}}.$$

В схеме с одним звеном

$$U = U_0 - \frac{I_0R}{1\,000}$$

и

$$P_R = \frac{I_0^2R}{1\,000\,000},$$

а с двумя звеньями

$$U = U_0 - \frac{I_0(R + R')}{1\,000}$$

и

$$P_{R'} = P_R.$$

Пример расчета. *Дано*: однополупериодная схема выпрямителя для питания приемника с детекторным каскадом и каскадом низкой частоты; $U_0 = 250$ *в*; $I_0 = 10$ *ма*; $p_0 = 10\%$; $C_0 = 20$ *мкф*.

По табл. 16-9 (стр. 327) определяем:

$$p = 0{,}05.$$

При однозвенном фильтре

$$RC = \frac{3\,000 \cdot 10}{0{,}05} = 600\,000.$$

Так как RC получилось больше 100 000, то применяем двухзвенный фильтр; тогда

$$RC = R'C' = 3\,000\sqrt{\frac{10}{0{,}05}} \approx 42\,000.$$

Выбираем (по табл. 16-7 на стр. 320) конденсаторы C и C' по 20 *мкф* с $U_C = U_{C'} = 300$ *в*.

В этом случае:

$$R = R' = \frac{42\,000}{20} = 2\,100 \text{ ом};$$

$$U = 250 - \frac{10\,(2\,100 + 2\,100)}{1\,000} = 208 \text{ в};$$

$$P_R = P_{R'} = \frac{10^2 \cdot 2\,100}{1\,000\,000} = 0{,}21 \text{ вт}.$$

16-6. ДРОССЕЛИ ФИЛЬТРА

Дроссель в сглаживающем фильтре (рис. 16-13) служит для уменьшения пульсации выпрямленного тока. Он содержит сердечник из пластин трансформаторной стали и обмотку из медного изолированного провода (обычно марки ПЭЛ). Для получения большей индуктивности сердечник дросселя, как правило, делается с зазором (прокладки из бумаги или картона) примерно 0,2—1 *мм* (при большем токе через обмотку делают больший зазор).

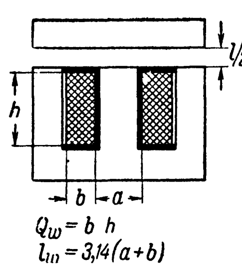


Рис. 16-13. Разрез дросселя.

В приемниках в качестве дросселя фильтра иногда используется обмотка подмагничивания динамического громкоговорителя.

Расчет дросселя производится по заданным величинам индуктивности, выпрямленного тока и зазора в сердечнике. При расчете определяют сечение сердечника, число витков, диаметр и сопротивление провода, сечение обмотки и падение напряжения на ней.

Расчетные соотношения

$$Q_c = \frac{LI_0^2}{20\,000 l}; \quad w = \frac{400\,000 l}{I_0}; \quad d = 0{,}025\sqrt{I_0};$$

$$Q_w = \frac{wd^2}{100}; \quad R_w = \frac{0{,}0002 w l_w}{d^2}; \quad U_w = \frac{R_w I_0}{1\,000}.$$

Пример расчета. *Дано*: $L = 12{,}5$ *гн*; $I_0 = 100$ *ма*; $l = 1$ *мм*.

Определяем:

$$Q_c = \frac{12{,}5 \cdot 100^2}{20\,000 \cdot 1} = 6 \text{ см}^2;$$

$$w = \frac{400\,000 \cdot 1}{100} = 4\,000 \text{ витков}.$$

$$d = 0{,}025\sqrt{100} = 0{,}25 \text{ мм};$$

$$Q_w = \frac{4\,000 \cdot 0{,}25^2}{100} = 2{,}5 \text{ см}^2.$$

Величины, обозначения и единицы измерения

Наименование величины	Обозначение	Единица измерения
Сечение сердечника дросселя	Q_c	*см²*
Индуктивность дросселя	L	*гн*
Выпрямленный ток	I_0	*ма*
Полная длина зазора в сердечнике . . .	l	*мм*
Число витков обмотки	w	—
Диаметр провода обмотки	d	*мм*
Сечение обмотки	Q_w	*м²*
Сопротивление провода обмотки . . .	R_w	*ом*
Средняя длина витка обмотки . . .	l_w	*см*
Падение напряжения на обмотке . . .	U_w	*в*

При средней длине витка, например $l_w = 14$ *см*,

$$R_w = \frac{0{,}0002 \cdot 4\,000 \cdot 14}{0{,}25^2} = 179 \text{ ом}.$$

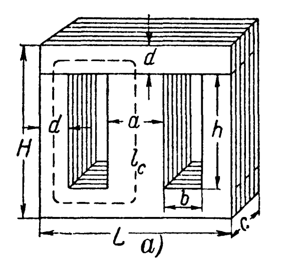
и

$$U_w = \frac{179 \cdot 100}{1\,000} = 17{,}9 \text{ в}.$$

По найденным Q_c и Q_w выбираем тип пластин сердечника (из табл. 16-10 на стр. 330). Учитывая объем, занимаемый стенками каркаса и изоляционными прокладками, окно сердечника выбираем несколько бо́льшим, чем сечение обмотки.

16-7. СИЛОВЫЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ

Силовой трансформатор служит для преобразования напряжения электросети переменного тока (обычно 110,



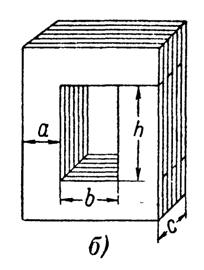


Рис. 16-14. Сердечники для силовых трансформаторов.

а — из Ш-образных пластин; *б* — из Г-образных пластин.

127 или 220 *в*) в более высокое напряжение для питания (после выпрямления) анодных цепей приемника, усилителя и т. п. и в более низкое — для непосредственного питания цепей накала. Он содержит замкнутый сердечник из собранных вперекрышку Ш-образных или Г-образных пластин трансформаторной стали (рис. 16-14) и изолиро-

ванные друг от друга обмотки из медного изолированного провода (обычно марки ПЭЛ).

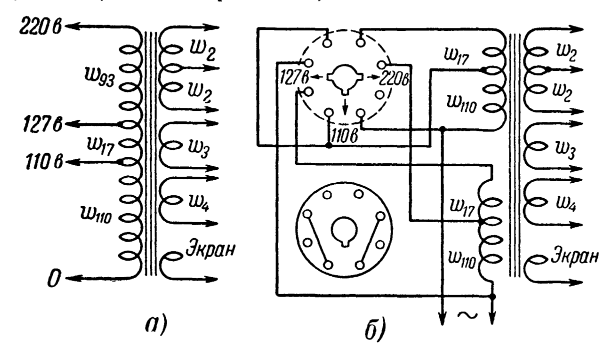


Рис. 16-15. Схемы первичных обмоток трансформаторов, рассчитанных на включение в электросеть с напряжением 110, 127 и 220 *в*.

а — для обмотки с отводами; *б* — для двухсекционной обмотки.

Для включения в электросеть с напряжением 110, 127 или 220 *в* первичная (сетевая) обмотка трансформатора выполняется либо в виде одной обмотки с двумя отводами (рис. 16-15, *а*), либо в виде двух одинаковых обмоток с одним отводом в каждой из них (рис. 16-15, *б*). Во втором случае переключение сетевой обмотки на различные напряжения производится обычно перестановкой восьмиштырьковой колодки (цоколь от радиолампы) в соответствующей контактной панельке.

Для защиты от помех, проникающих через электросеть, между сетевой (первичной) и другими (вторичными) обмотками помещается незамкнутый электростатический экран (чаще всего в виде однослойной обмотки из нетолстого изолированного провода, один из концов которой заземляется при монтаже).

Расчет трансформатора производится по заданным величинам переменных напряжений и токов в его обмотках. При расчете (по упрощенным формулам) определяются габаритная мощность, размеры сердечника, число витков и диаметр провода каждой обмотки. По табл. 16-10 можно выбрать тип пластин для сердечника.

Таблица 16-10

Типовые Ш-образные пластины из трансформаторной стали

Тип пластины	Ширина среднего выступа a, *см*	Ширина окна b, *см*	Высота окна h, *см*	Площадь окна $Q_о = bh$, *см²*	Пределы $Q_сQ_о$, *см⁴*	Средняя длина магнитной силовой линии $l_с$, *см*	Длина пластины L, *см*	Высота пластины (с перемычкой), H *см*	Ширина боковых выступов и перемычки d, *см*
Ш-10	1	0,5	1,5	0,75	0,75—1,5	5,57	3	2,5	0,5
УШ-10	1	0,65	1,8	1,17	1,17—2,34	5,66	3,6	3,1	0,65
Ш-10	1	1,2	3,6	4,32	4,32—8,64	10,1	4,6	4,8	0,6
Ш-12	1,2	0,6	1,8	1,08	1,56—3,12	6,68	3,6	3	0,6
УШ-12	1,2	0,8	2,2	1,76	2,53—5,06	6,74	4,4	3,8	0,8
Ш-12	1,2	1,6	4,8	7,68	11,1—22,2	12,6	6	6,4	0,8
Ш-14	1,4	0,7	2,1	1,47	2,88—5,76	7,8	4,2	3,5	0,7
УШ-14	1,4	0,9	2,5	2,25	4,41—8,82	7,92	5	4,3	0,9
Ш-15	1,5	1,35	2,7	3,65	8,21—16,4	8,35	6,4	4,9	1,1
Ш-16	1,6	0,8	2,4	1,92	4,91—9,82	8,9	4,8	4	0,8
УШ-16	1,6	1	2,8	2,8	7,17—14,3	9,03	5,6	4,8	1
Ш-18	1,8	0,9	2,7	2,43	7,87—15,7	10	5,4	4,5	0,9
УШ-19	1,9	1,2	3,35	4,02	14,5—29	10,6	6,7	5,75	1,2
Ш-19	1,9	1,7	4,6	7,82	28,2—56,4	14,3	7,5	6,8	1,1
Ш-20	2	1	3	3	12—24	11,1	6	5	1
Ш-20	2	1,7	4,7	7,99	32—64	16,2	7,5	6,8	1,1
Ш-20	2	1,8	3	5,4	21,6—43,2	10,8	8,2	5,6	1,3
Ш-20	2	1,8	5,6	10,1	40,4—80,8	15,6	8,2	8,2	1,3
Ш-21	2,1	1,9	3,8	7,22	31,8—63,6	11,8	9,1	7	1,6
УШ-22	2,2	1,4	3,9	5,46	26,4—52,8	12,4	7,8	6,7	1,4
Ш-24	2,4	1,2	3,6	4,32	25—50	13,4	7,2	6	1,2
Ш-25	2,5	2,5	6	15	93,7—187	18,8	10,5	9	1,5
Ш-25	2,5	3,15	5,8	18,3	114—228	23	12	9	1,6
Ш-26	2,6	1,3	3,9	5,07	34,3—68,6	14,2	7,8	6,5	1,3
УШ-26	2,6	1,7	4,7	7,99	54—108	14,7	9,4	8,1	1,7
Ш-28	2,8	1,4	4,2	5,88	46,5—93	15,7	8,4	7	1,4
Ш-28	2,8	2,35	5	11,8	92,3—185	19,6	10,5	8	1,5
Ш-30	3	1,5	4,5	6,75	61—122	16,7	9	7,5	1,5
УШ-30	3	1,9	5,3	10,1	91—182	16,9	10,6	9,1	1,9
Ш-30	3	2,7	5,4	14,6	131—262	18,7	12,4	9,4	2
Ш-32	3,2	1,6	4,8	7,68	78,6—157	19,4	9,6	8	1,6
Ш-32	3,2	3,6	7,2	25,9	265—530	28,4	14	10,8	1,8
УШ-35	3,5	2,2	6,15	13,5	165—330	19,8	12,3	10,55	2,2
Ш-40	4	2	6	12	192—384	22,3	12	11	2
УШ-40	4	2,6	7,2	18,7	300—600	26,4	14,4	12,4	2,6

Примечание. В настоящее время наиболее широко используются пластины типа УШ (уширенные), в которых отношение ширины среднего выступа к ширине боковых выступов и перемычки составляет 1,5—1,6 (а не 2 и более, как у пластин типа Ш).

Величины, обозначения и единицы измерения

Наименование величины	Обозначение	Единица измерения
Габаритная мощность трансформатора	$P_г$	*ва*
Ширина стержня сердечника	a	*см*
Толщина пакета (пластин) сердечника	c	*см*
Сечение сердечника (ac)	Q_c	*см*²
Ширина окна сердечника	b	*см*
Высота окна сердечника	h	*см*
Площадь окна сердечника (bh)	Q_0	*см*²
Напряжения первой, второй, третьей, четвертой и т. д. обмоток	U_1, U_2, U_3 и U_4	*в*
Токи первой, второй, третьей, четвертой и т. д. обмоток	$I_{1общ}$, I_2, I_3 и I_4	*ма*
Число витков первой, второй, третьей, четвертой и т. д. обмоток	w_1, w_2, w_3 и w_4	—
Диаметр проводов первой, второй, третьей, четвертой и т. д. обмоток	d_1, d_2, d_3 и d_4	*мм*

Расчетные соотношения

Для однополупериодной схемы выпрямителя

$$P_г = \frac{0{,}95U_2I_2 + U_3I_3 + U_4I_4 + \ldots}{1\,000};$$

для двухполупериодной схемы с нулевой точкой

$$P_г = \frac{1{,}7U_2I_2 + U_3I_3 + U_4I_4 + \ldots}{1\,000};$$

для мостовой схемы и двухполупериодной схемы удвоения

$$P_г = \frac{U_2I_2 + U_3I_3 + U_4I_4 + \ldots}{1\,000}.$$

С обмотками из провода марки ПЭЛ

$$Q_cQ_0 = 1{,}6P_г;$$

из провода марки ПЭШО

$$Q_cQ_0 = 2{,}1P_г;$$

из провода марки ПШД

$$Q_cQ_0 = 2{,}4P_г.$$

$$Q_c = \frac{Q_cQ_0}{bh} \quad \text{и} \quad c = \frac{Q_c}{a}.$$

Отношение $\frac{c}{a}$ рекомендуется выбирать от 1 до 2.

$$w_1 = \frac{48U_1}{Q_c}; \quad w_2 = \frac{54U_2}{Q_c}; \quad w_3 = \frac{54U_3}{Q_c};$$

$$w_4 = \frac{54U_4}{Q_c} \text{ и т. д.;}$$

$$d_1 = 0{,}02\sqrt{I_{1общ}}; \quad d_2 = 0{,}02\sqrt{I_2}; \quad d_3 = 0{,}02\sqrt{I_3};$$

$$d_4 = 0{,}02\sqrt{I_4} \text{ и т. д.}$$

Для первичной обмотки с отводами (см. рис. 16-15, *а*)

$$w_{110} = \frac{5\,200}{Q_c}; \quad w_{17} = \frac{816}{Q_c}; \quad w_{93} = \frac{4\,464}{Q_c};$$

$$d_{110} = d_{17} = 0{,}7\sqrt{\frac{P_г}{U_{110}}}; \quad d_{93} = 0{,}7\sqrt{\frac{P_г}{U_{220}}}.$$

Для двухсекционной первичной обмотки (рис. 16-15, *б*)

$$w_{110} = \frac{5\,280}{Q_c}; \quad w_{17} = \frac{816}{Q_c};$$

$$d_{110} = d_{17} = 0{,}5\sqrt{\frac{P_г}{U_{110}}}.$$

Пример расчета. *Дано*: двухполупериодная схема выпрямителя с нулевой точкой (см. рис. 16-5 на стр. 322). $U_1 = 110$ *в*; $U_2 = 297$ *в*; $U_3 = 5$ *в*; $U_4 = 6{,}3$ *в*; $I_{1общ} = 705$ *ма*; $I_2 = 109$ *ма*; $I_3 = 2\,000$ *ма*; $I_4 = 2\,000$ *ма*.
Определяем:

$$P_г = \frac{1{,}7 \cdot 297 \cdot 109 + 5 \cdot 2\,000 + 6{,}3 \cdot 2\,000}{1\,000} = 77{,}6 \text{ ва}.$$

С проводом марки ПЭЛ

$$Q_cQ_0 = 1{,}6 \cdot 77{,}6 = 124 \text{ см}^4.$$

Выбираем (по табл. 16-10) пластины Ш-25 с $Q_0 = bh = 2{,}5 \cdot 6$. Тогда:

$$Q_c = \frac{124}{2{,}5 \cdot 6} = 8{,}3 \text{ см}^2;$$

$$c = \frac{8{,}3}{2{,}5} = 3{,}3 \text{ см}.$$

Отношение $\frac{c}{a} = \frac{3{,}3}{2{,}5} = 1{,}3$, т. е. лежит в пределах 1—2, что означает правильный выбор типа пластин.
Далее вычисляем:

$$w_1 = \frac{48 \cdot 110}{8{,}3} = 638 \text{ витков};$$

$$w_2 = \frac{54 \cdot 297}{8{,}3} = 1940 \text{ витков};$$

$$w_3 = \frac{54 \cdot 5}{8{,}3} = 33 \text{ витка};$$

$$w_4 = \frac{54 \cdot 6{,}3}{8{,}3} = 41 \text{ виток};$$

$$d_1 = 0{,}02\sqrt{705} = 0{,}53 \text{ мм};$$

$$d_2 = 0{,}02\sqrt{109} = 0{,}2 \text{ мм};$$

$$d_3 = 0{,}02\sqrt{2\,000} = 0{,}9 \text{ мм};$$

$$d_4 = 0{,}02\sqrt{2\,000} = 0{,}9 \text{ мм}.$$

16-8. АВТОТРАНСФОРМАТОРЫ

Трансформаторы, у которых первичное и вторичное напряжения отличаются не более чем в 2 раза при условии, когда не требуется разделения нагрузки от электросети, выполняются с одной общей обмоткой, имеющей соответствующие отводы. Такие трансформаторы называются автотрансформаторами.

Автотрансформатор, так же как и трансформатор, служит для повышения или понижения сетевого напряжения, но в отличие от трансформатора он передает только часть мощности, потребляемой нагрузкой (другая часть мощности, потребляемая нагрузкой, идет непосредственно из электросети). Поэтому автотрансформатор в ряде случаев выгоднее трансформатора, так как он требует меньшего расхода материалов и занимает меньше места в аппаратуре.

Расчет автотрансформатора производится по заданным напряжениям и мощности, потребляемой нагрузкой от электросети. При расчете (по упрощенным формулам) определяются токи, габаритная мощность (мощность, передаваемая автотрансформатором), размеры сердечника, число витков и диаметр провода секций обмотки. По табл. 16-10 (стр. 330) можно выбрать тип пластин для сердечника.

Величины, обозначения и единицы измерения

Наименование величины	Обозначение	Единица измерения
Потребляемая от электросети мощность	P	*ва*
Габаритная мощность автотрансформатора	$P_г$	*ва*
Напряжение первичной цепи	U_1	*в*
Напряжение вторичной цепи	U_2	*в*
Ток первичной цепи	I_1	*ма*
Ток вторичной цепи	I_2	*ма*
Ширина стержня сердечника	a	*см*
Толщина пакета (пластин) сердечника	c	*см*
Сечение сердечника	Q_c	*см²*
Ширина окна сердечника	b	*см*
Высота окна сердечника	h	*см*
Площадь окна сердечника bh (см.стр.329)	Q_o	*см²*
Число витков первой секции обмотки	w_1	—
Число витков второй секции обмотки	w_2	—
Диаметр провода первой секции обмотки	d_1	*мм*
Диаметр провода второй секции обмотки	d_2	*мм*

Расчетные соотношения

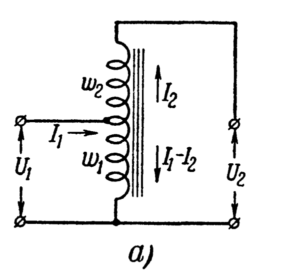
$$I_1 = \frac{1\,000P}{U_1}; \qquad I_2 = \frac{1\,000P}{U_2}.$$

Для повышающего автотрансформатора (рис. 16-16, *а*)

$$P_г = \frac{I_2(U_2 - U_1)}{1\,000}.$$

Для понижающего автотрансформатора (рис. 16-16, *б*)

$$P_г = \frac{I_1(U_1 - U_2)}{1\,000}.$$



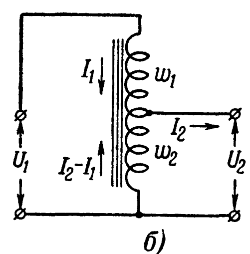


Рис. 16-16. Схемы автотрансформаторов.
а — повышающий автотрансформатор; *б* — понижающий автотрансформатор.

С обмоткой из провода марки ПЭЛ

$$Q_cQ_o = 1{,}6P_г;$$

из провода марки ПЭШО

$$Q_cQ_o = 2{,}1P_г;$$

из провода марки ПШД

$$Q_cQ_o = 2{,}4P_г.$$

$$Q_c = \frac{Q_cQ_o}{bh} \quad и \quad c = \frac{Q_c}{a}.$$

Отношение $\frac{c}{a}$ рекомендуется выбирать от 1 до 2.

Для повышающего автотрансформатора

$$w_1 = \frac{48U_1}{Q_c}; \qquad w_2 = \frac{54(U_2 - U_1)}{Q_c};$$

$$d_1 = 0{,}02\sqrt{I_1 - I_2}; \quad d_2 = 0{,}02\sqrt{I_2}.$$

Для понижающего автотрансформатора

$$w_1 = \frac{48(U_1 - U_2)}{Q_c}; \qquad w_2 = \frac{54U_2}{Q_c};$$

$$d_1 = 0{,}02\sqrt{I_1}; \qquad d_2 = 0{,}02\sqrt{I_2 - I_1}.$$

Пример расчета. *Дано*: $U_1 = 127$ *в*; $U_2 = 220$ *в*; $P = 200$ *ва*.

Определяем:

$$I_1 = \frac{1\,000 \cdot 200}{127} = 1\,575 \text{ ма};$$

$$I_2 = \frac{1\,000 \cdot 200}{220} = 909 \text{ ма};$$

$$P_г = \frac{909\,(220 - 127)}{1\,000} = 85 \text{ ва}.$$

С проводом марки ПЭЛ

$$Q_cQ_o = 1{,}6 \cdot 0{,}85 = 136 \ см^4.$$

Выбираем (по табл. 16-10 на стр. 330) пластины Ш-30 с $Q_o = bh = 1{,}9 \cdot 5{,}3$.

Тогда:

$$Q_c = \frac{136}{1{,}9 \cdot 5{,}3} = 13{,}5 \ см^2;$$

$$c = \frac{13{,}5}{3} = 4{,}5 \ см.$$

Отношение $\frac{c}{a} = \frac{4{,}5}{3} = 1{,}5$, т. е. лежит в пределах 1—2, что означает правильный выбор пластин.

Далее вычисляем:

$$w_1 = \frac{48 \cdot 127}{13{,}5} = 425 \text{ витков};$$

$$w_2 = \frac{54(220-127)}{13{,}5} = 372 \text{ витка};$$

$$d_1 = 0{,}02\sqrt{1\,575 - 909} = 0{,}52 \ мм;$$

$$d_2 = 0{,}02\sqrt{909} = 0{,}6 \ мм.$$

16-9. ВИБРОПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Вибропреобразователь (вибрационный преобразователь) служит для преобразования постоянного тока низкого напряжения в постоянный ток более высокого напряжения. Он состоит из вибратора (электромагнит с контактным прерывателем), повышающего трансформатора и механического, лампового или полупроводникового выпрямителя. Это устройство позволяет питать от накальной батареи анодные цепи радиоприемника, усилителя и т. п.

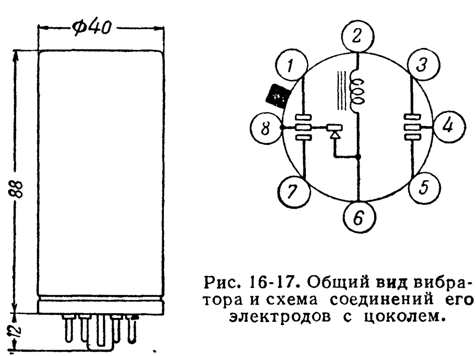


Рис. 16-17. Общий вид вибратора и схема соединений его электродов с цоколем.

Вибропреобразователи особенно удобны для передвижной и переносной радиоаппаратуры (например, для автомобильных приемников), а также для небольших колхозных радиоузлов. Коэффициент полезного действия вибропреобразователей составляет 40—70%.

Для вибропреобразователей выпускались и выпускаются вибраторы (рис. 16-17) типов ВС-2,4; В-2,5; ВС-4,8; ВС-4.8Г; В-5; В-6; В-12; В-12Г; ВС-12; ВС-12Г; В-24 и В-26. Число в обозначении типа вибратора показывает величину номинального входного напряжения в вольтах. Выходное напряжение (обычно в пределах 80—250 *в*) зависит от схемы вибропреобразователя. Номинальный выходной ток нагрузки в зависимости от типа вибратора составляет 20—90 *ма*. Частота вибрации якоря указанных здесь вибраторов — около 100 *гц*. Срок службы вибратора при правильной эксплуатации достигает 2 000—3 000 *ч*. Количество включений в течение срока службы не менее 1 500. Вес вибратора 160—200 *г*.

Вибропреобразователь с механическим выпрямлением

Преобразователь (рис. 16-18) позволяет получить постоянные напряжения 110 и 220 *в* на выходе от источника постоянного тока напряжением 5 *в* на входе.

Трансформатор *Тр* собран на сердечнике из пластин Ш-19 при толщине пакета 19 *мм*

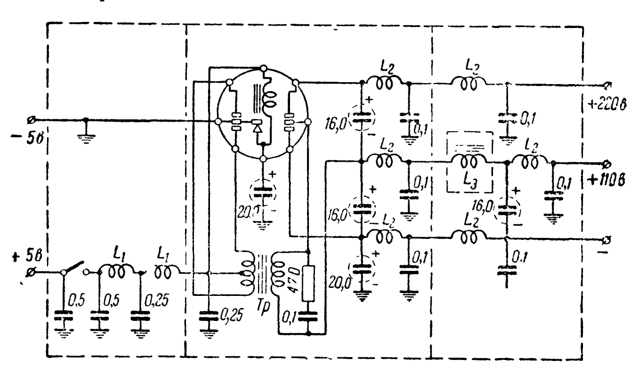


Рис. 16-18. Схема вибропреобразователя с механическим выпрямлением.

Обмотка *I* состоит из 2 × 51 витков провода ПЭЛ 1,35, а обмотка *II* — из 1 420 витков ПЭЛ 0,35.

Дроссели L_1 содержат по 30 витков провода ПЭЛ 1,35, дроссели L_2 — по 175 витков ПЭЛ 0,2 и дроссель L_3 (с сердечником из трансформаторных пластин) — 5000 витков ПЭЛ 0,14 (450 *ом*).

Вибропреобразователь с кенотроном

Преобразователь (рис. 16-19) позволяет получить постоянное напряжение 240 *в* на выходе от источника постоянного тока напряжением 6 *в* на входе.

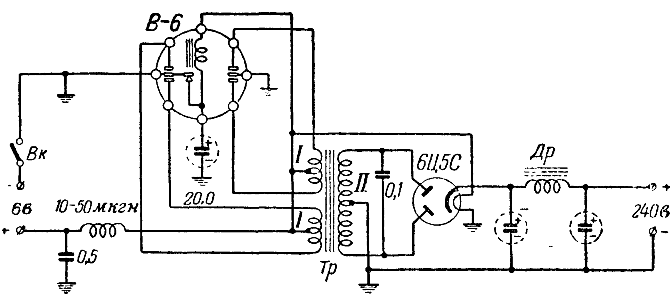


Рис. 16-19. Схема вибропреобразователя с двухполупериодным ламповым выпрямителем.

Трансформатор *Тр* собран на сердечнике из пластин Ш-19 при толщине пакета 18 *мм*. Обмотка *I* состоит из двух секций по 2 × 72 витков провода ПЭЛ 1,0 в каждой, а обмотка *II* — из 3 080 × 2 витков ПЭЛ 0,15.

Дроссель *Др* выполнен на сердечнике из пластин Ш-15 при толщине пакета 10 *мм* и зазоре 0,23 *мм*. Его обмотка состоит из 8 500 витков провода ПЭЛ 0,14.

16-10. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ НА ТРАНЗИСТОРАХ

Низкое напряжение источника постоянного тока можно повысить с помощью схем с полупроводниковыми приборами. Для этого постоянное напряжение источника питания преобразуется сначала генератором на транзисторах в переменное напряжение, которое затем трансформируется (повышается), выпрямляется и сглаживается.

Преобразователи на транзисторах значительно лучше вибропреобразователей. Они более надежны и долговечны в работе, обладают высоким к. п. д. (до 80%) и благодаря возможности повысить частоту трансформируемого напряжения до нескольких килогерц (вместо 100 *гц* в вибропреобразователях) позволяют значительно уменьшить размеры и вес устройства.

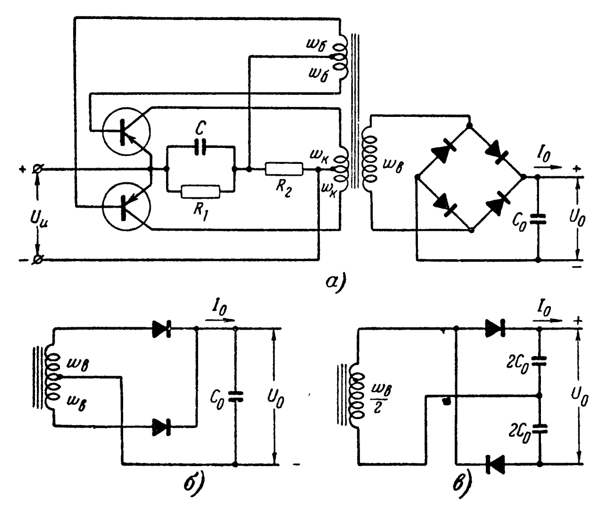


Рис. 16-20. Схема двухтактного преобразователя постоянного напряжения на транзисторах.

Такие преобразователи выгодно использовать в качестве компактных и экономичных источников высокого напряжения для питания портативных приемников и передатчиков, переносной измерительной аппаратуры, импульсных ламп-вспышек и различных других устройств.

Преобразователи на транзисторах могут быть рассчитаны и выполнены на входное постоянное напряжение от 1,5 *в* и на мощность примерно до 50 *вт*. Основным их недостатком можно считать свойственные пока еще полупроводниковым приборам (германиевым транзисторам) температурные ограничения.

Наибольшее распространение получили двухтактные преобразователи на транзисторах, выполненные по схеме с общим эмиттером (рис. 16-20, *а*), позволяющие при небольших напряжениях источника питания получить сравнительно большие значения к. п. д.

Для получения высокого постоянного напряжения обычно используются двухполупериодные схемы выпрямления: мостовые (рис. 16-20, *а*), с нулевой точкой (рис. 16-20, *б*) и с удвоением напряжения (рис. 16-20, *в*). Выпрямительными элементами в них служат либо полупроводниковые диоды, либо селеновые столбики. Для сглаживания пульсаций выпрямленного напряжения используются обычные фильтры.

Расчет преобразователя производится по заданным величинам постоянного напряжения и тока на выходе преобразователя при известном постоянном напряжении на его входе, а также при выбранных значениях частоты генератора и коэффициента пульсации на входе фильтра.

При расчете определяют данные полупроводниковых приборов, трансформатора и других элементов схемы. В приводимых далее расчетных соотношениях используются упрощенные формулы.

Величины, обозначения и единицы измерения

Величина	Обозначение	Единица измерения
Выпрямленное напряжение на входе фильтра	U_0	*в*
Выпрямленный ток	I_0	*ма*
Напряжение преобразуемого источника	$U_и$	*в*
Частота преобразователя	f	*гц*
Коэффициент пульсации на входе фильтра	p_0	%
Предельно допустимое напряжение на коллекторе	$U_{к.\ макс}$	*в*
Предельно допустимый ток коллектора	$I_{к.\ макс}$	*ма*
Емкость конденсатора на входе фильтра	C_0	*мкф*
Сечение (*ac*) сердечника трансформатора	$Q_с$	*см²*
Ширина стержня сердечника	a	*см*
Толщина пакета (пластин) сердечника	c	*см*
Площадь окна (*bh*) сердечника	$Q_о$	*см²*
Ширина окна сердечника	b	*см*
Высота окна сердечника	h	*см*
Число витков половины коллекторной обмотки	$w_к$	—
Число витков половины базовой обмотки	$w_б$	—
Число витков выходной обмотки	$w_в$	—
Диаметр провода коллекторной обмотки	$d_к$	*мм*
Диаметр провода базовой обмотки	$d_б$	*мм*
Диаметр провода выходной обмотки	$d_в$	*мм*

Расчетные соотношения

Транзисторы выбирают исходя из предельно допустимых значений тока и напряжения коллектора:

$$I_{\text{к. макс}} = \frac{1{,}4U_0I_0}{U_{\text{и}}}; \quad U_{\text{к. макс}} = 2{,}4U_{\text{и}}.$$

Размеры сердечника для трансформатора можно определить по следующей упрощенной формуле:

$$Q_{\text{c}}Q_{\text{o}} = \frac{0{,}1U_0I_0}{f}.$$

Выбрав тип пластин, можно найти сечение сердечника:

$$Q_{\text{c}} = \frac{Q_{\text{c}}Q_{\text{o}}}{bh}.$$

При этом рекомендуется, чтобы отношение c/a (см. рис. 16-14) было в пределах 1—2.

Число витков половины коллекторной обмотки

$$w_{\text{к}} = \frac{3\,500\,(U_{\text{и}} - 0{,}5)}{fQ_{\text{c}}}.$$

Число витков половины базовой обмотки

$$w_{\text{б}} = \frac{3{,}5w_{\text{к}}}{U_{\text{и}} - 0{,}5}.$$

Число витков выходной обмотки

$$w_{\text{в}} = \frac{w_{\text{к}}U_0}{U_{\text{и}} - 0{,}5}.$$

Диаметры проводов для обмоток трансформатора:

$$d_{\text{к}} = 0{,}015\sqrt{I_{\text{к. макс}}}; \quad d_{\text{б}} = 0{,}34d_{\text{к}}; \quad d_{\text{в}} = 0{,}18\sqrt{I_0}.$$

Ориентировочная величина сопротивлений R_1 и R_2 может быть определена по следующим приближенным формулам:

$$R_1 = \frac{31\,000}{I_{\text{к. макс}}}; \quad R_2 = 25R_1.$$

Емкость конденсатора C подбирается опытным путем в пределах 0,1—2 *мкф*.

Выпрямительные элементы выбирают, как и в любом выпрямителе, исходя из предельно допустимых значений тока и обратного напряжения.

Емкость конденсатора на входе фильтра можно определить по следующей приближенной формуле:

$$C_0 = \frac{1\,500I_0}{fU_0p_0}.$$

Для преобразователей с выпрямленным напряжением более 1 000 *в* емкость этого конденсатора должна быть увеличена в несколько раз.

Пример расчета. *Дано*: $U_{\text{и}} = 6$ *в*; $U_0 = 200$ *в*; $I_0 = 100$ *ма*; $f = 1\,000$ *гц*; $p_0 = 2\%$.

Определяем:

$$I_{\text{к. макс}} = \frac{1{,}4 \cdot 200 \cdot 100}{6} = 4\,700 \text{ ма};$$

$$U_{\text{к. макс}} = 2{,}4 \cdot 6 = 14{,}4 \text{ в}.$$

По полученным значениям тока и напряжения выбираем транзисторы (например, типа П4).

$$Q_{\text{c}}Q_{\text{o}} = \frac{0{,}1 \cdot 200 \cdot 100}{1\,000} = 2 \text{ см}^4.$$

По найденным размерам сердечника выбираем, например, пластины типа УШ-10 с $bh = 0{,}65 \cdot 1{,}8 = 1{,}17$ *см²* (см. табл. 16-10). Отсюда находим сечение сердечника

$$Q_{\text{c}} = \frac{2}{1{,}17} \approx 1{,}7 \text{ см}^2.$$

При этом отношение c/a не выходит за рекомендуемые пределы.

Далее вычисляем:

$$w_{\text{к}} = \frac{3\,500\,(6 - 0{,}5)}{1\,000 \cdot 1{,}17} = 16 \text{ витков};$$

$$w_{\text{б}} = \frac{3{,}5 \cdot 16}{6 - 0{,}5} = 10 \text{ витков};$$

$$w_{\text{в}} = \frac{16 \cdot 200}{6 - 0{,}5} = 580 \text{ витков};$$

$$d_{\text{к}} = 0{,}015\sqrt{4\,700} = 1 \text{ мм};$$

$$d_{\text{б}} = 0{,}34 \cdot 1 = 0{,}34 \text{ мм};$$

$$d_{\text{в}} = 0{,}018\sqrt{100} = 0{,}18 \text{ мм}.$$

Вычисляем затем остальные элементы схемы:

$$R_1 = \frac{31\,000}{4\,700} = 6{,}5 \text{ ом};$$

$$R_2 = 25 \cdot 6{,}5 = 160 \text{ ом};$$

$$C_0 = \frac{1\,500 \cdot 100}{1\,000 \cdot 200 \cdot 2} \approx 0{,}5 \text{ мкф}.$$

Преобразователь на транзисторах П4А

Преобразователь (рис. 16-21) предназначен для автомобильного приемника. При входном напряжении 12 *в* (от аккумуляторной батареи) он позволяет получить на выходе постоянное напряжение порядка 230 *в* при токе около 50 *ма*.

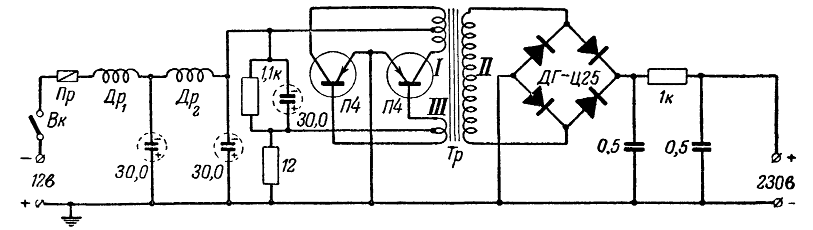


Рис. 16-21. Схема преобразователя постоянного напряжения на транзисторах типа П4.

Трансформатор *Тр* имеет замкнутый (из двух половин) Ш-образный сердечник из оксифера-2000 сечением 7 × 7 *мм*. Обмотка *I* состоит из 2 × 59 витков провода ПЭЛ 0,49, обмотка *II* — из 1 230 витков ПЭЛ 0,15 и обмотка *III* — из 2 × 12 витков ПЭЛ 0,25.

Этот трансформатор можно собрать также на сердечнике из пластин Ш-9 обычной трансформаторной стали при толщине пакета 18 *мм*. Обмотка *I* в этом случае должна состоять из 2 × 49 витков провода ПЭЛ 0,6, обмотка *II* — из 1 080 витков ПЭЛ 0,18 и обмотка *III* — из 2 × 24 витков ПЭЛ 0,25. Частота генератора при этом будет 300—400 *гц* (вместо 4—5 *кгц*). Поэтому емкость конденсаторов

фильтра на выходе преобразователя придется увеличить до 5—10 *мкф*.

Дроссели $Др_1$ и $Др_2$ содержат по 36 витков провода ПЭЛ 1,25.

16-11. СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ

Для поддержания постоянства питающего напряжения применяют феррорезонансные стабилизаторы, стабилизаторы на стабилитронах и электронные стабилизаторы.

Феррорезонансные стабилизаторы напряжения

Эти устройства используются для стабилизации питающего переменного напряжения.

Простейшая схема (рис. 16-22) феррорезонансного стабилизатора на мощность до 60 *вт* обеспечивает на выходе достаточно устойчивое напряжение.

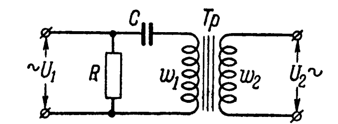


Рис. 16-22. Простейшая схема феррорезонансного стабилизатора напряжения.

Расчетные соотношения

Сечение сердечника Q_c трансформатора *Тр* и емкость конденсатора *C* определяются по графику (рис. 16-23) в зависимости от мощности *P* трансформатора (для постоянной нагрузки).

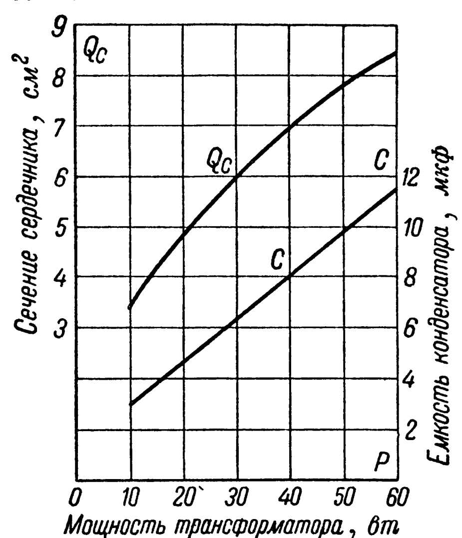


Рис. 16-23. График для определения сечения сердечника Q_c трансформатора и емкости конденсатора *C*.

Сопротивление *R* можно брать в пределах 30—500 *ком*. Число витков первичной обмотки

$$w_1 = \frac{40U_1}{Q_c}.$$

Диаметр провода этой обмотки

$$d_1 = 0{,}9\sqrt{\frac{P}{U_1}}.$$

Число витков вторичных обмоток

$$w_2 = \frac{30U_2}{Q_c}.$$

Диаметр провода этих обмоток

$$d_2 = 0{,}8\sqrt{I_2}.$$

Пример расчета. *Дано*: $P = 20$ *вт*; $U_1 = 110$ *в*; $U_2 = 200$ *в*; $I_2 = 0{,}1$ *а*.

Из графика (рис. 16-23) находим:

$$Q_c = 5 \text{ см}^2;\quad C = 5 \text{ мкф}.$$

Затем определяем:

$$w_1 = \frac{40\cdot 110}{5} = 880 \text{ витков};$$

$$d_1 = 0{,}9\sqrt{\frac{20}{110}} = 0{,}38 \text{ мм};$$

$$w_2 = \frac{30\cdot 200}{5} = 1\,200 \text{ витков}.$$

$$d_2 = 0{,}8\sqrt{0{,}1} = 0{,}25 \text{ мм}.$$

Феррорезонансные стабилизаторы напряжения на мощность выше 60 *вт* выполняются по более сложным схемам (рис. 16-24), обеспечивающим высокий коэффициент стабилизации при изменении напряжения электросети в пределах примерно ± 40%.

Приводим ориентировочные данные таких стабилизаторов на мощности 80 и 140 *вт*.

Дроссель *Др*. Сердечник толщиной 4 *см* из пластин Ш-40. Обмотка *1*—375 витков провода ПЭЛ 1,0. Обмотка *2*—375 витков провода ПЭЛ 0,8. Обмотка *3*—150 витков провода ПЭЛ 0,8.

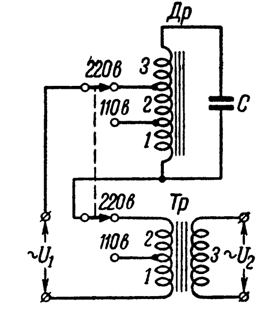


Рис. 16-24. Схема феррорезонансного стабилизатора напряжения с дросселем.

Трансформатор *Тр*. Сердечник толщиной 4 *см* из пластин Ш-40 (на мощность 80 *вт*) или толщиной 7 *см* из пластин Ш-40 (на мощность 140 *вт*). Обмотка *1* — 250 витков провода ПЭЛ 1,0 (на мощность 80 *вт*), или 140 витков провода ПЭЛ 1,16 (на мощность 140 *вт*). Обмотка *2* — 250 витков провода ПЭЛ 0,69 (на мощность 80 *вт*) или 140 витков провода ПЭЛ 0,8 (на мощность 140 *вт*). Обмотка *3* — 2,3 витка на 1 *в* (на мощность 80 *вт*) или 1,3 витка на 1 *в* (на мощность 140 *вт*).

Конденсатор *C*. Рабочее напряжение 600 *в*. Емкость 6 *мкф* (на мощность 80 *вт*) или 10 *мкф* (на мощность 140 *вт*).

Изготовленный стабилизатор необходимо испытать и отрегулировать при полной его нагрузке. Напряжение U_2 на обмотке *3* можно установить подбором емкости конденсатора *C*. При увеличении емкости это напряжение возрастает, при уменьшении — падает.

Феррорезонансные стабилизаторы напряжения промышленного производства

Стабилизатор напряжения СТ-200. Предназначен для питания приемников и телевизоров. потребляющих мощность 50—200 *вт*. Рассчитан на электро-

сеть переменного тока 127 или 220 *в*. Дает на выходе стабилизированное напряжение 220 *в* при колебаниях напряжения на входе 95—140 или 170—240 *в*.

Сетевые обмотки стабилизатора содержат 224 + 224 витка провода ПЭЛ 1,0 и 34 витка ПЭЛ 1,5. Компенсационная обмотка имеет 265 витков провода ПЭЛ 0,8 с отводами от 235, 240, 245, 250, 255 и 260-го витков. Стабилизирующая обмотка с конденсатором емкостью 12 *мкф* состоит из 840 витков провода ПЭЛ 1,0 с отводами от 770, 780, 790, 800, 810, 820 и 830-го витков.

С т а б и л и з а т о р   н а п р я ж е н и я   СН-320. Предназначен для питания телевизора, потребляющего мощность порядка 300 *вт*. Рассчитан на электросеть переменного тока 110 или 220 *в*. Дает на выходе стабилизированное напряжение 215—225 *в* при колебаниях напряжения на входе в пределах 90—120 или 175—240 *в*.

Обмотки стабилизатора расположены на крестообразном стержне сердечника из трансформаторной стали. Сетевая обмотка содержит (25 + 160) + (160 + 25) витков провода ПЭЛ 1,2. Компенсационная обмотка имеет 125 витков провода ПЭЛ 1,0 с отводами от 80, 90, 100, 105, 110, 115 и 120-го витков. Стабилизирующая обмотка с двумя конденсаторами общей емкостью 10 *мкф* состоит из 700 витков провода ПЭЛ 1,2 с отводами от 340, 645, 655, 675, 680 и 690-го витков.

У н и в е р с а л ь н ы й   с т а б и л и з а т о р   н а п р я ж е н и я   УСН-350. Предназначен для питания приемников и телевизоров разной мощности. Рассчитан на электросеть переменного тока 110, 127 или 220 *в*.

Дает на выходе стабилизированное напряжение 105—115 *в* при колебаниях напряжения на входе 70—130 *в*, напряжение 120—130 *в* при колебаниях 90—150 *в* или напряжение 210—230 *в* при колебаниях 150—260 *в*. Имеет две перемычки для включения на мощность менее 250 и более 300 *вт*.

Стабилизатор содержит автотрансформатор и дроссель. На сердечнике дросселя помещены сетевые обмотки из 200 витков провода ПЭЛ 1,2 и 200 витков провода ПЭЛ 1,56, а также компенсационная обмотка из 135 витков провода ПЭЛ 1,2 с отводами от 15, 30, 45, 60, 75, 85, 95 и 115-го витков. На сердечнике автотрансформатора расположены стабилизирующие обмотки из 140 и 23 витков провода ПЭЛ 1,56, а также из 27, 10 и 80 витков провода ПЭЛ 1,2 и 48, 17 и 350 витков провода ПЭЛ 1,04.

Стабилизаторы напряжения на стабилитронах

Эти устройства (рис. 16-25) используются для стабилизации выпрямленного напряжения. В зависимости от выпрямленного напряжения U при токах нагрузки $I_н$ не более 30 *ма* применяются стабилитроны типов СГ2С, СГ3С, СГ4С, СГ1П или СГ2П (см. стр. 125). Коэффициент стабилизации (для схемы на рис. 16-25) равен примерно 10.

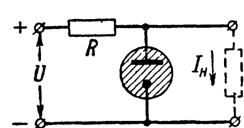


Рис. 16-25. Схема стабилизатора напряжения на стабилитроне.

Р а с ч е т н ы е   с о о т н о ш е н и я

Для стабилитрона типа СГ2С ($U_{ст} = 75$ *в*):

$$U = 110 \div 150\ в; \quad R = \frac{1\,000\,(U - 75)}{I_н + (10 \div 20)};$$

$$P_R = \frac{(U - 75)^2}{R}.$$

Для стабилитронов типов СГ3С и СГ2П ($U_{ст} = 105$ *в*):

$$U = 135 \div 210\ в; \quad R = \frac{1\,000\,(U - 105)}{I_н + (10 \div 20)};$$

$$P_R = \frac{(U - 105)^2}{R}.$$

Для стабилитронов типов СГ4С и СГ1П ($U_{ст} = 150$ *в*):

$$U = 190 \div 300\ в; \quad R = \frac{1\,000\,(U - 150)}{I_н + (10 \div 20)};$$

$$P_R = \frac{(U - 150)^2}{R}.$$

Чем выше значение U, тем больше будет коэффициент стабилизации схемы.

Пример расчета. *Дано*: $U = 200$ *в*; $I_н = 10$ *ма*. Выбираем стабилитрон типа СГ4С.

По рекомендуемым пределам тока через стабилитрон (см. стр. 125) принимаем его равным 15 *ма*. Чем больше колебание напряжения U, тем большим (в указанных пределах) берется этот ток. Сопротивление

$$R = \frac{1\,000\,(200 - 150)}{10 + 15} = 2\,000\ ом.$$

Мощность, рассеиваемая на этом сопротивлении,

$$P_R = \frac{(200 - 150)^2}{2\,000} = 1{,}25\ вт.$$

Электронные стабилизаторы напряжения

Эти устройства используются также для стабилизации выпрямленного напряжения, причем коэффициент стабилизации у них выше (в несколько раз), чем у стабилизаторов, выполненных только на стабилитронах, а величина тока нагрузки принципиально не ограничена и зависит от примененной регулирующей электронной лампы. Кроме того, схема электронного стабилизатора позволяет по желанию изменять в достаточно широких пределах величину выходного напряжения.

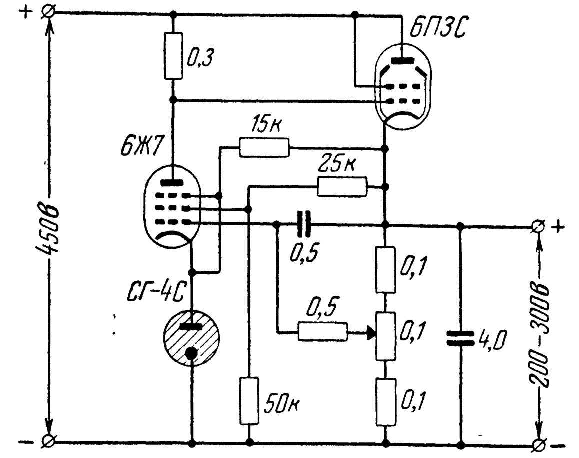


Рис. 16-26. Практическая схема электронного стабилизатора напряжения.

На рис. 16-26 приводится одна из практических схем электронного стабилизатора напряжения со всеми необходимыми данными.

ГЛАВА СЕМНАДЦАТАЯ

ТЕЛЕВИДЕНИЕ

17-1. ПРИНЦИПЫ ТЕЛЕВИЗИОННОЙ ПЕРЕДАЧИ

Схема телевизионной передачи

Телевидением называется передача на расстояние изображений по электрическому каналу связи. Телевизионные устройства позволяют передавать изображения как неподвижных, так и движущихся объектов [1].

Общая схема телевизионной передачи показана на рис. 17-1. Источник света освещает объекты телевизионной передачи и фон, которые можно объединить названием «сюжет передачи». Отраженные от объектов и окружающего фона световые лучи, пройдя через разделяющую среду (слой воздуха), попадают в оптическое устройство телевизионной системы и фокусируются на светочувствительной поверхности светоэлектрического преобразователя. Этот прибор обеспечивает преобразование световых сигналов, приходящих от отдельных участков изображения, в пропорциональные им электрические сигналы.

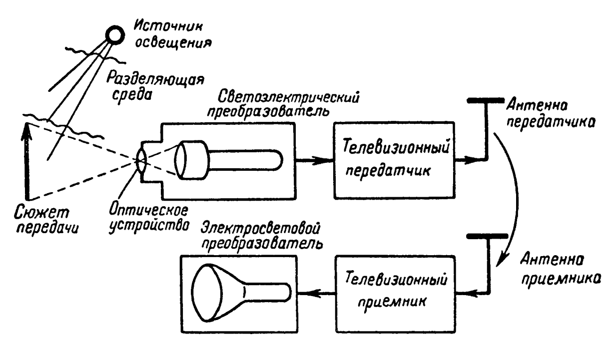


Рис. 17-1. Общая схема телевизионной передачи.

Телевизионные сигналы передаются по электрическому каналу связи на приемную станцию телевизионной системы. При передаче по радио в состав аппаратуры канала связи входят телевизионный передатчик и телевизионный приемник (телевизор) с антенными устройствами. В некоторых случаях в канал связи включаются промежуточные (ретрансляционные) приемо-передающие станции. При передаче по кабелю в состав аппаратуры канала связи входят кабельная линия и усилители, компенсирующие затухание телевизионного сигнала в кабеле.

На приемной стороне телевизионной системы имеется электросветовой преобразователь, в качестве которого обычно используется приемная электронно-лучевая трубка (кинескоп). С помощью этого прибора телевизионный сигнал преобразуется в видимое световое изображение сюжета передачи.

Особенности передачи телевизионных сигналов

Сюжет телевизионной передачи характеризуется сложным распределением яркостей и цветовых оттенков отдельных элементарных участков. За счет движения объектов, перемещения передающей камеры и изменения условий освещенности распределение яркостей и цветовых оттенков может непрерывно изменяться.

Для того чтобы охарактеризовать телевизионное изображение в целом, необходимо в каждый данный момент времени передавать информацию о распределении яркостей и цветовых оттенков многочисленных элементов передаваемого изображения.

В современном высококачественном телевидении для получения изображения с хорошо различимыми мелкими деталями принято передавать информацию о распределении яркостей и цветовых оттенков не менее чем 100—400 тысяч элементарных участков изображения.

Для того чтобы практически осуществить передачу изображений по электрическому каналу связи, идут на ряд упрощений, в известной степени «обедняющих» передаваемое изображение, а также используют специальные методы разложения изображения на отдельные элементы.

Основное упрощение, к которому прибегают в большинстве существующих телевизионных систем, заключается в том, что отказываются от передачи цветности объектов. Передаются черно-белые (полутоновые) изображения, которые характеризуются только распределением уровней яркости (от черного до белого). Это позволяет весьма существенно упростить сигнал, который необходимо передавать по электрическому каналу связи. Вместе с тем наблюдение черно-белого изображения хорошего качества в большинстве практических случаев дает достаточно полное представление о сюжете передачи.

Развертка и синхронизация изображения

Существенное значение имеет используемый во всех без исключения телевизионных системах принцип развертки изображения.

Развертка заключается в поочередном обходе всех элементов изображения в определенном порядке и с определенной скоростью. Закон развертки, т. е. последовательность обхода участков изображения, может быть весьма различным. Простейшим видом телевизионной развертки является прогрессивная развертка, когда производится последовательный анализ горизонтальных строк изображения (рис. 17-2) строка за строкой сверху вниз.

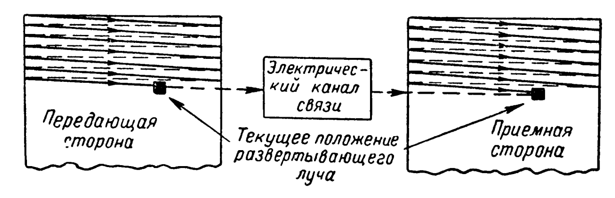


Рис. 17-2. Принцип развертки телевизионного изображения.

Движение развертывающего луча по строке производится плавно, с постоянной скоростью, а переход от строки к строке (обратный ход) совершается скачкообразно. Совокупность всех строк, на которые разложено изображение (растр), составляет один кадр изображения. В процессе развертки изображения средняя яркость каждого элементарного участка с помощью светоэлектрического преобразователя преобразуется в пропорциональный этой яркости электрический ток, называемый **видеосигналом изображения** (видео — по-латыни «вижу»)[1].

---

[1] Устройства, специально предназначенные для передачи неподвижных изображений, называются фототелеграфными аппаратами.

[1] Термин «видеосигнал», впервые появившийся в литературе по телевидению, в настоящее время широко используется для обозначения различных сигналов несинусоидальной формы.

Введение в телевидение принципа развертки устраняет затруднения, связанные с необходимостью передачи сигналов от многочисленных элементов изображения. Действительно, при наличии развертки одновременный анализ всех элементов изображения заменяется их последовательным анализом. При этом видеосигнал изображения в каждый данный момент времени характеризуется величиной тока, пропорциональной яркости анализируемого времени элемента изображения. Поэтому для передачи видеосигнала изображения по радио при наличии развертки можно использовать обычную одноканальную радиолинию.

Развертка изображения должна осуществляться с весьма большой скоростью, чтобы за время анализа одного кадра изображения в сюжете передачи не произошло существенных изменений. Длительность кадра должна быть настолько малой, чтобы можно было практически пренебречь перемещением движущихся объектов за время кадра. Иными словами, один отдельно взятый телевизионный кадр должен представлять собой практически неподвижное изображение.

Одновременно с поочередным анализом отдельных элементов изображения должно производиться воссоздание световой картины на экране телевизионного приемника. Световая точка, образованная электронным способом на экране приемной трубки, приводится в движение по тому же закону, что и луч развертки на передающей стороне (рис. 17-2). Яркость бегающей световой точки определяется текущим значением видеосигнала изображения, поступающего по каналу связи на приемную сторону. Поэтому на экране приемной трубки воссоздается такое же распределение яркостей, которое имело место для сюжета передачи.

Для правильного воспроизведения изображения необходимо, чтобы движение развертывающей точки на приемной стороне безошибочно копировало ход развертки на передающей стороне.

Эта задача может быть решена только в том случае, если по электрическому каналу связи, помимо видеосигнала изображения, передаются специальные сигналы, обозначающие начало каждого кадра и каждой очередной строки разложения на передающей стороне. Эти сигналы носят название кадровых и строчных синхронизирующих импульсов.

Для передачи синхронизирующих импульсов используются те моменты времени, когда развертывающий луч совершает обратный ход развертки по кадру или по строке.

Состав телевизионного сигнала

Упрощенная форма телевизионного сигнала с включенными в него синхроимпульсами показана на рис. 17-3.

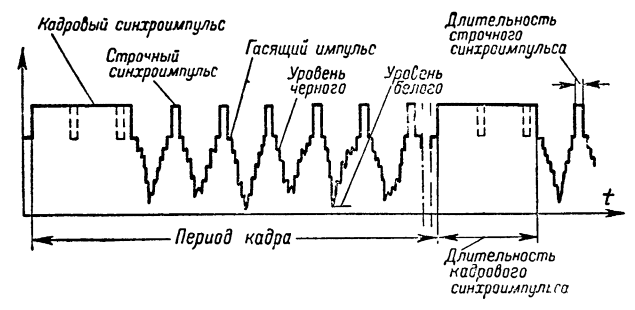


Рис. 17-3. Упрощенная форма телевизионного сигнала.

Различают следующие составные элементы полного телевизионного видеосигнала: видеосигнал изображения; кадровые и строчные синхроимпульсы, кадровые и строчные гасящие импульсы.

Гасящие импульсы необходимы для запирания передающей и приемной телевизионных трубок на время обратного хода развертки. Появление на экране телевизионного приемника линий обратного хода развертки мешало бы наблюдению передаваемого изображения.

Видеосигнал изображения обычно располагается относительно уровня вершин синхроимпульсов таким образом, что уровень черного в сигнале оказывается выше уровня белого. Телевизионный сигнал при этом носит название «негативного». Передача негативного сигнала имеет преимущества в отношении помехоустойчивости, поскольку сильные помехи при этом оказываются в области черного и представляются на экране приемной трубки в виде малозаметных темных пятен на светлом фоне.

В то же время передача сигнала в «негативе» не означает, что на экране приемной трубки будет получено негативное изображение. Видеосигнал при подаче на приемную трубку фазируется таким образом, что действие сильного «черного» сигнала приводит к появлению темного пятна на экране, а действие слабого «белого» сигнала — к появлению светлого пятна.

17-2. СВОЙСТВА ЗРЕНИЯ, ИСПОЛЬЗУЕМЫЕ В ТЕЛЕВИДЕНИИ

Спектральная чувствительность зрения

Визуальное наблюдение телевизионных изображений основывается на использовании некоторых свойств зрения. Свет представляет собой электромагнитные колебания с весьма короткой длиной волны. Человеческий глаз может воспринимать световые лучи с длинами волн от 0,4 до 0,76 *мк*. В зависимости от длины световой волны монохроматического источника излучения[1] изменяется цветовое ощущение (рис. 17-4).

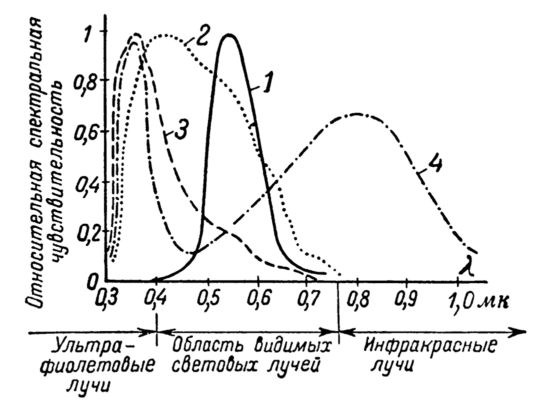


Рис. 17-4. Спектральная чувствительность глаза и передающих телевизионных трубок.

1 — кривая относительной видности; *2* — чувствительность висмуто-серебряно-цезиевого фотокатода; *3* — чувствительность сурьмяно-цезиевого фотокатода; *4* — чувствительность кислородно-цезиевого фотокатода.

Световые лучи с длиной волны 0,4 *мк* воспринимаются глазом как синие, а с длиной волны 0,76 *мк* как красные. Длине волны 0,55 *мк* соответствует желтый цвет. Глаз не одинаково реагирует на световое излучение различных монохроматических источников, имеющих одинаковую мощность излучения. Избирательность глаза по отношению к световым лучам различных длин волн характеризуется кривой относительной видности (рис. 17-4).

[1] Монохроматический источник — источник, излучающий электромагнитные колебания на одной вполне определенной длине волны.

Совместное действие на глаз световых лучей, вызывающих в отдельности ощущение красного, зеленого и синего цветов, может привести к появлению ощущения любого цветового оттенка (в зависимости от соотношения между силой света указанных источников). Это обстоятельство используется при построении систем цветного телевидения

Контрастная чувствительность зрения

Наблюдатель может обнаружить объект на окружающем его фоне, если яркость объекта $B_{об}$ отличается от яркости фона $B_ф$. Различие яркостей объекта и фона или контраст объекта с окружающим фоном принято характеризовать коэффициентом контрастности K, определяемым по формуле:

$$K = \frac{B_ф - B_{об}}{B_ф} 100\% \text{ (при } B_ф > B_{об})$$

или

$$K = \frac{B_{об} - B_ф}{B_{об}} 100\% \text{ (при } B_{об} > B_ф).$$

Одна из особенностей зрения заключается в том, что глаз в равной степени реагирует не на одинаковую абсолютную разность яркостей двух объектов $\Delta B = B_1 - B_2$, а на одинаковую относительную разность $\Delta B/B$. Минимально различимая относительная разница в яркостях полей, определяющая контрастную чувствительность зрения, составляет $K_{мин} = \frac{\Delta B}{B} = 1\%$. Эта величина в широких пределах не зависит от абсолютного значения яркости B.

Разрешающая способность глаза характеризуется величиной минимального угла зрения $\gamma_{мин}$, под которым еще видны раздельно две точки. В среднем полагают $\gamma_{мин} = 1'$.

Инерция зрения

Для передачи эффекта движения в телевидении, как и в кино, используют свойство инерции зрения, которое заключается в способности глаза сохранять зрительное ощущение в течение некоторого времени после окончания светового раздражения. Вследствие инерции зрения удается воспроизвести изображение движущихся объектов путем достаточно быстрой смены неподвижных кадров, проходящих перед наблюдателем. Опыт показывает, что эффект достаточно плавного движения обеспечивается при передаче 24—25 кадров в секунду. Однако при этом заметны сильные мелькания, которые утомляют глаз. При дальнейшем увеличении частоты кадров ощущение мельканий уменьшается и, наконец, совсем исчезает.

Критическую частоту повторения кадров $f_к$, при которой происходит слияние мельканий, определяют по следующей эмпирической формуле:

$$f_к = 9{,}6 \lg B + 65,$$

где B — средняя яркость телевизионного экрана в стильбах. При практически встречающихся значениях величины B критическая частота кадров $f_к$ составляет 48—60 *гц*.

17-3. ПРИБОРЫ ДЛЯ ФОТОЭЛЕКТРОННОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ СИГНАЛОВ

Фотоэлектронный эффект

Для преобразования световых сигналов в электрические в телевидении используется явление фотоэлектронного эффекта. Различают внешний и внутренний фотоэлектронные эффекты,

Внешний фотоэлектронный эффект заключается в испускании (эмиссии) электронов с поверхности металла под воздействием светового потока. Наиболее значительно это явление выражено у щелочноземельных металлов (калий, натрий, рубидий и цезий). Внутренний фотоэлектронный эффект заключается в увеличении проводимости некоторых полупроводников под воздействием света.

Простейший прибор, построенный на принципе использования внешнего фотоэлектронного эффекта, называется ф о т о э л е м е н т о м (рис. 17-5, *а*). Под воздействием

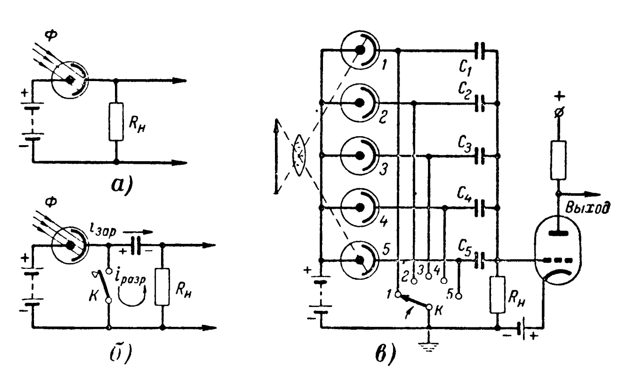


Рис. 17-5. Принципы фотоэлектронного преобразования сигналов изображения.

светового потока, падающего на фотоэлемент, из фотокатода вырываются электроны, которые притягиваются положительно заряженным анодом. Ток $I_ф$ в цепи фотоэлемента при определенном значении анодного напряжения прямо пропорционален световому потоку Ф, падающему на фотоэлемент ($I_ф = k\Phi$). Фотоэлемент является практически безынерционным прибором; всякое изменение светового потока сопровождается немедленным изменением величины тока.

С целью увеличения чувствительности фотоэлементов применяют так называемые сложные ф о т о к а т о д ы. К их числу относятся, в частности, оксидно-цезиевый (или кислородно-цезиевый) и сурьмяно-цезиевый фотокатоды. Эти фотокатоды имеют сложную слоисто-зернистую структуру.

Сурьмяно-цезиевый и оксидно-цезиевый фотокатоды могут выполняться в виде тонкой полупрозрачной пленки и работать «на просвет» (свет падает с одной стороны полупрозрачной пленки, а электроны выходят с обратной стороны).

Чувствительность фотоэлемента зависит от длины волны падающего на него света. На рис. 17-4 показана (в относительных единицах) характеристика спектральной чувствительности некоторых полупрозрачных фотокатодов. Путем определенного подбора материала фотокатода возможно построение фотоэлементов, максимум спектральной чувствительности которых сдвигается в область длинноволновых или коротковолновых световых лучей.

Возможно также построение фотоэлементов, чувствительных к инфракрасным, ультрафиолетовым и рентгеновым лучам. Это существенно расширяет пределы использования телевизионной техники, делая возможным наблюдение в значительно более широкой области спектра электромагнитных волн, чем это доступно для человеческого глаза.

Внутренний фотоэлектронный эффект, свойственный некоторым полупроводникам (фотосопротивлениям), объясняется тем, что под воздействием светового потока внутри полупроводника увеличивается число электронов, освободившихся из кристаллической решетки. Фотосопротивления более чувствительны к потоку лучистой энергии,

чем фотоэлементы. Максимум спектральной чувствительности некоторых фотосопротивлений находится в длинноволновой области спектра (красные и инфракрасные лучи). В связи с этим представляется возможным использовать фотосопротивления для построения приборов, работающих в области инфракрасных лучей. Недостатком большинства фотосопротивлений является их инерционность.

Принцип накопления зарядов

С целью увеличения чувствительности фотоэлектронного преобразования в телевидении обычно используется принцип накопления зарядов, сущность которого заключается в следующем. Фотоэлемент включается по схеме, показанной на рис. 17-5, *б*. Световой поток Ф падает на фотокатод непрерывно. Ключ *К* разомкнут в течение времени, значительно большего, чем время замыкания ключа. При разомкнутом ключе конденсатор *С* заряжается фотоэлектронным током, имеющим небольшую величину. На конденсаторе накапливается электрическая энергия, и напряжение на нем возрастает. При кратковременном замыкании ключа происходит быстрый разряд конденсатора через сопротивление нагрузки $R_н$, причем среднее значение тока разряда во столько раз больше тока заряда, во сколько раз время накопления заряда больше времени разряда конденсатора. Падение напряжения на сопротивлении $R_н$ за счет разрядного тока используется в качестве сигнала изображения.

С помощью одного отдельно взятого фотоэлемента можно получить электрический сигнал, соответствующий только одному элементу изображения. В передающей телевизионной трубке фотокатод должен быть устроен так, чтобы каждому элементу изображения соответствовал свой элементарный фотокатод.

На рис. 17-5, *в* показана схема, поясняющая возможность получения телевизионных сигналов от каждого из элементов изображения. В состав этой схемы входит панель из фотоэлементов, на фотокатоды которых с помощью объектива проектируются изображения отдельных элементов сюжета передачи. Аноды всех фотоэлементов соединены вместе и подключены к источнику питания. В цепях фотокатодов находятся накопительные конденсаторы (одинаковой емкости) C_1, C_2 и т. д., на которых непрерывно происходит накопление зарядов, обусловленное явлением внешней фотоэлектронной эмиссии. Величина зарядного тока для каждого фотоэлемента определяется величиной светового потока Ф, приходящего от элементарного участка изображения. В результате этого на конденсаторах C_1, C_2 и т. д. накапливаются заряды, образующие своеобразный «потенциальный рельеф». Глубина этого рельефа соответствует освещенности отдельных элементов изображения. Коммутатор *К* поочередно, в соответствии с принятым законом развертки, обеспечивает разряд элементарных накопительных конденсаторов на нагрузочное сопротивление $R_н$, в результате чего на нем выделяется видеосигнал изображения.

Развитие этой схемы привело к созданию передающих телевизионных трубок различных типов, причем основное направление их развития определялось стремлением к повышению чувствительности при достаточной разрешающей способности.

Передающие телевизионные трубки

Исторически первым типом передающей телевизионной трубки был и к о н о с к о п (рис. 17-6, *а*), в котором использовался специальный мозаичный фотокатод в виде слюдяной пластины с нанесенными на ней мельчайшими серебряно-цезиевыми фотокатодами. Как в иконоскопе, так и в других типах передающих трубок в качестве быстродействующего коммутатора, обеспечивающего поочередный анализ всех элементов изображения, используется безынерционный электронный луч.

Иконоскоп имел малую чувствительность, позволявшую использовать его только в условиях студийной передачи при сильном искусственном освещении. Усовершенствование конструкции иконоскопа привело к созданию более чувствительной передающей трубки типа с у п е р и к о н о с к о п, в которой используется полупрозрачный фотокатод, работающий «на просвет» (рис. 17-6, *б*).

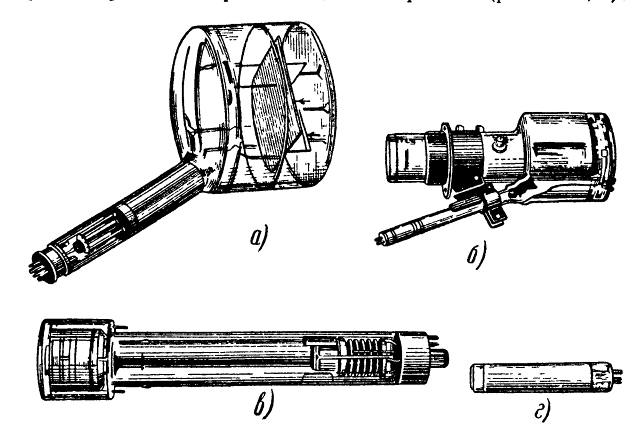


Рис. 17-6. Передающие телевизионные трубки.
а — иконоскоп; *б* — супериконоскоп; *в* — суперортикон; *г* — трубка с фотосопротивлением (видикон).

Эта передающая трубка может работать в условиях естественной освещенности.

Наиболее совершенным типом передающей трубки, в которой используется явление внешнего фотоэлектрического эффекта, является с у п е р о р т и к о н (рис. 17-6, *в*). Серийные трубки этого типа с разрешающей способностью порядка 625 строк могут работать при освещенности на фотокатоде порядка 1,5 *лк*, в то время как минимальная освещенность, необходимая для чтения и письма, составляет 20—30 *лк*.

Чувствительность суперортикона может быть доведена до $1 \cdot 10^{-6}$ *лк*, что соответствует телевизионному наблюдению в условиях безлунной ночи. Разрешающая способность при этом уменьшается до 100 строк. Высокая чувствительность суперортикона достигается за счет значительного усложнения конструкции.

Использование явления внутреннего фотоэлектронного эффекта позволяет значительно упростить конструкцию передающих трубок, сохранив примерно такую же чувствительность и разрешающую способность, какую имеет стандартный суперортикон. Передающая трубка, в которой используется явление внутреннего фотоэлектронного эффекта, называется п е р е д а ю щ е й т р у б к о й с ф о т о с о п р о т и в л е н и е м.[1]

Внешний вид такой трубки показан на рис. 17-6, *г*, а схема ее устройства приведена на рис. 17-7. Световое изображение проектируется объективом на фотосопротивление, нанесенное в виде тонкого слоя на полупрозрачную сигнальную пластину. Последняя через металлическое кольцо соединена с нагрузочным сопротивлением. При освещении фотосопротивления между его левой и правой сторонами образуются проводящие каналы, причем величина проводимости зависит от освещенности данного участка изображения. Между правой и левой сторонами пластины за период кадра происходит перераспределение электронов тем более значительное, чем больше проводи-

[1] В литературе встречаются также другие названия передающих трубок этого типа (видикон, статикон и т. п.).

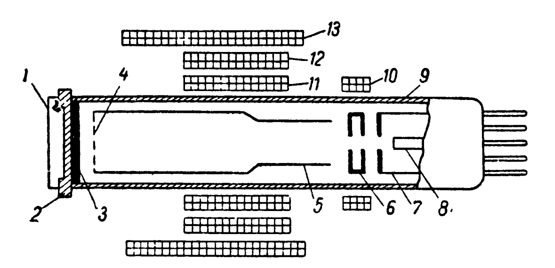


Рис. 17-7. Устройство передающей трубки с фотосопротивлением.

1 — лицевое стекло; *2* — полупрозрачная сигнальная пластина; *3* — фотосопротивление; *4* — плетеная сетка; *5* — фокусирующий электрод (второй анод); *6* — ускоряющий электрод (первый анод); *7* — управляющий электрод; *8* — катод; *9* — баллон; *10* — корректирующая катушка; *11* — фокусирующая катушка; *12* — центрирующая катушка; *13* — отклоняющая система.

мость элементарного участка фотосопротивления. На элементарных конденсаторах, параллельных проводящим каналам, за время кадра образуется потенциальный рельеф, определяемый распределением освещенности различных участков изображения. Этот потенциальный рельеф считывается коммутирующим электронным лучом, который развертывается в растр по правой стороне поверхности фотопроводящей пластины. Видеосигнал изображения снимается с нагрузочного сопротивления, включаемого в цепь сигнальной пластины.

Простота конструкции и высокая чувствительность (близкая к чувствительности серийного суперортикона) являются существенными преимуществами трубок с фотосопротивлениями. Недостатком таких трубок является повышенная инерционность [1], препятствующая их использованию при передаче изображений движущихся объектов.

17-4. ПРИЕМНЫЕ ТЕЛЕВИЗИОННЫЕ ТРУБКИ

Устройство и принцип действия кинескопа

С помощью приемной телевизионной трубки, обычно называемой **кинескопом**, производится преобразование электрических сигналов в видимое световое изображение. Для этого используется явление электролюминесценции, заключающееся в свечении вещества экрана под воздействием электронной бомбардировки. В зависимости от химического состава люминофора цвет его свечения может быть синим, красным, зеленым и т. п.

В большинстве кинескопов отклонение электронного луча по строке и по кадру производится с помощью магнитных полей. Такие кинескопы обладают рядом преимуществ перед трубками, в которых используется электростатическое отклонение электронного луча. К числу этих преимуществ относятся: 1) меньшая длина трубки при одинаковых размерах экрана и одинаковых ускоряющих напряжениях; 2) относительная простота конструкции. Фокусировка электронного луча в разных типах кинескопов производится как с помощью электростатического, так и с помощью магнитного полей.

Схема кинескопа показана на рис. 17-8, *а*. Внутри вакуумной колбы расположены электронный прожектор, состоящий из термоэлектронного катода, управляющей сетки и первого анода; второй анод в виде графитового покрытия и экран, вещество которого может светиться под воздействием электронов, вылетающих из электронного прожектора и дополнительно ускоряемых действием электрического поля первого и второго анодов. Фокусировка электронов в узкий электронный луч производится как самим электронным прожектором, так и фокусирующей катушкой, расположенной на горловине трубки. Отклонение светящегося пятна по горизонтали и по вертикали осуществляется с помощью катушек строчной и кадровой развертки, смещающих электронный луч по горизонтали и по вертикали. Яркость свечения участка экрана, подвергаемого электронной бомбардировке, зависит от величины тока электронного луча. Она может меняться путем изменения напряжения, подаваемого на специальную управляющую сетку, находящуюся на пути электронного луча.

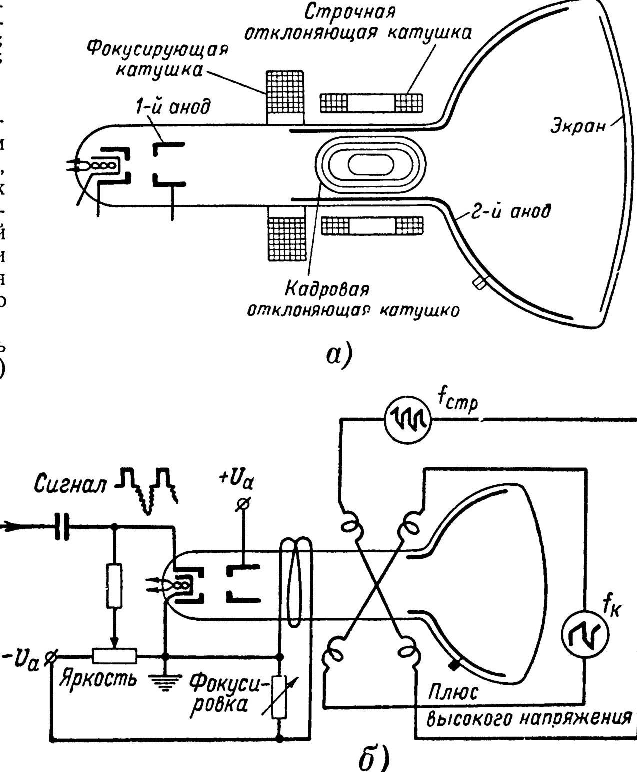


Рис. 17-8. Приемная телевизионная трубка.

Схема включения кинескопа с электромагнитной фокусировкой луча приведена на рис. 17-8, *б*. В цепь управляющей сетки кинескопа вводится телевизионный сигнал, который управляет величиной тока луча, а следовательно, и яркостью свечения соответствующей точки экрана. Если негативный сигнал подан на катод, то уровню черного в телевизионном сигнале (см. рис. 17-3) будет соответствовать запирание луча, а уровню белого — значительная величина тока. За счет действия катушек развертки луч развертывается по строкам и по кадру, а яркость свечения точки участка экрана, на который в данный момент падает луч, определяется текущим значением величины телевизионного сигнала. Это и позволяет воссоздать на экране приемной трубки такое же распределение яркостей, которое имеет место для сюжета передачи.

Некоторые особенности кинескопов

Применение кинескопов с прямоугольным экраном позволяет уменьшить габариты телевизионного приемника.

[1] Инерционность передающей трубки выражается в сохранении потенциального рельефа на некоторое время после окончания светового воздействия.

В ряде кинескопов применяются металлизированные (алюминированные) экраны, которые, помимо слоя люминофора, имеют очень тонкое металлическое покрытие. Это покрытие препятствует бомбардировке люминофора отрицательными ионами кислорода, которые вырываются из термоэлектронного катода, покрытого слоем окислов бария. Если не принимать мер к устранению бомбардировки экрана ионами (более тяжелыми, чем электроны), то поверхность экрана быстро выгорает и в центре трубки появляется темное пятно, называемое ионным пятном.

Кроме металлизации экрана, для устранения ионного пятна применяются специальные ионные ловушки, которые позволяют «очистить» поток электронов от более тяжелых отрицательных ионов.

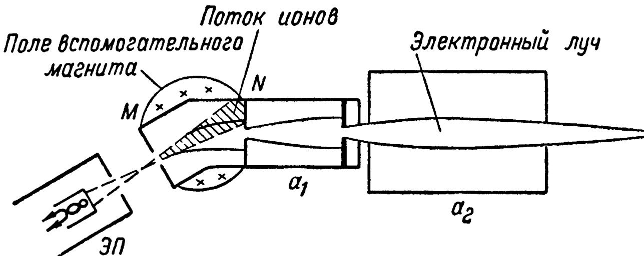


Рис. 17-9. Схема устройства ионной ловушки.

Схема ионной ловушки показана на рис. 17-9. Ось электронного прожектора *ЭП* составляет некоторый угол с осью трубки. Первый анод a_1 изогнут так, что ось его выходной части совпадает с осью трубки. В области *MN* с помощью внешнего постоянного магнита создается магнитное поле, которое отклоняет электронный пучок, направляя его вдоль оси трубки. В то же время ионный пучок (заштрихованный на рисунке) магнитным полем не отклоняется и задерживается в первом аноде.

В некоторых кинескопах устранение ионного пятна достигается применением косой электростатической линзы, находящейся внутри трубки и играющей ту же роль, что и вспомогательный магнит.

Кинескоп с углом отклонения электронного луча на 110°

У современных телевизионных кинескопов отношение их длины к размеру экрана по диагонали (диаметру) остается пока еще большим. В связи с этим конструкции телевизионных приемников, в которых используются эти кинескопы, получаются громоздкими; цокольная часть горловины кинескопа обычно выступает за пределы задней крышки телевизора, что затрудняет его установку в месте приема и создает ряд неудобств при эксплуатации. Задача уменьшения габаритов телевизора сводится, таким образом, к проблеме уменьшения длины кинескопа с сохранением размеров его экрана. Уменьшить длину кинескопа при таких условиях можно за счет увеличения угла отклонения луча.

Используемые в современных телевизорах («Рекорд», «Знамя», «Рубин») прямоугольные кинескопы имеют угол отклонения луча, равный 70°. В настоящее время промышленностью освоены два типа металло-стеклянных кинескопов с углом отклонения луча по диагонали 110° (по горизонтали 103°, по вертикали 87°). Размер экрана по диагонали у одного из них равен 43 *см* (43ЛК6Б), у другого 53 *см* (53ЛК5Б).

В новых кинескопах используются тетродный прожектор и электростатическая фокусировка луча, позволяющая осуществить равномерную фокусировку по всему полю экрана. Затемнение углов экрана, которое появляется при большом угле отклонения луча, устранено в новых кинескопах путем подбора соответствующей формы колбы в месте перехода горловины трубки в ее коническую часть.

С увеличением угла отклонения луча в электронно-лучевой трубке с магнитным отклонением резко возрастает мощность, подводимая к отклоняющей системе от выходных каскадов генераторов строчной и кадровой разверток. С целью уменьшения потребляемой мощности для отклонения луча повышена чувствительность новых кинескопов за счет уменьшения диаметра горловины трубки до 29 *мм* (против 38 *мм* у трубок с углом отклонения 70°). Кроме того, отклоняющая система, катушки которой имеют седлообразную форму, придвинута к экрану и располагается частью на конусе колбы кинескопа. Экраны новых трубок из дымчатого стекла сделаны алюминированными, что способствует повышению контрастности принимаемых изображений.

Подушкообразные геометрические искажения растра, появляющиеся при больших углах отклонения луча, в новых трубках уменьшаются путем подгонки формы отклоняющих катушек и соответствующей установкой в передней части отклоняющей системы корректирующих постоянных магнитов.

Схемы генераторов строчной и кадровой разверток для трубок с большим углом отклонения луча принципиально ничем не отличаются от известных схем разверток с трансформаторным и автотрансформаторным выходами. Несколько бо́льшие мощности, потребные для отклонения луча в новых трубках, могут быть получены за счет форсирования режимов выходных каскадов разверток.

17-5. ОБЩАЯ ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ СХЕМА ТЕЛЕВИЗИОННОЙ СИСТЕМЫ

Телевизионная система состоит из передающей и приемной телевизионных станций. Передающая станция системы вещательного телевидения (телецентр) обычно представляет сложное сооружение, состоящее из ряда студий, диспетчерских пунктов и аппаратных. Стационарные передающие антенны устанавливаются на высоких башнях (для увеличения дальности действия на УКВ).

Передвижные телевизионные станции содержат одну или несколько передающих камер, работающих на маломощные передатчики. Сигналы этих передатчиков воспринимаются на телецентре и затем передаются в вещательную сеть основным радиопередающим устройством. Для приема телевизионных сигналов и звукового сопровождения телевизионных передач служат телевизионные приемники (телевизоры).

Функциональные схемы передающей и приемной телевизионных станций приведены на рис. 17-10, а диаграммы процессов в узловых точках схемы показаны на рис. 17-11.

Объектив передающей камеры проектирует изображение сюжета передачи на светочувствительную поверхность передающей телевизионной трубки. Передающая трубка производит преобразование оптического изображения в телевизионный видеосигнал. Развертка по строкам и по кадру осуществляется с помощью генераторов строчной и кадровой развертки. Частоты строчной и кадровой разверток задаются синхрогенератором передающей станции, который вырабатывает строчные и кадровые синхроимпульсы, управляющие работой соответствующих генераторов развертки. В синхрогенераторе вырабатываются также строчные и кадровые гасящие импульсы, которые используются для гашения обратного хода развертки передающей трубки.

Телевизионный видеосигнал с выхода передающей трубки поступает в канал усиления, состоящий из нескольких каскадов видеоусилителей, предназначенных для усиления широкополосного видеосигнала. Обычно канал усиления разделяется на предварительный усилитель, конструктивно расположенный в непосредственной близости от передающей трубки, и линейный усилитель.

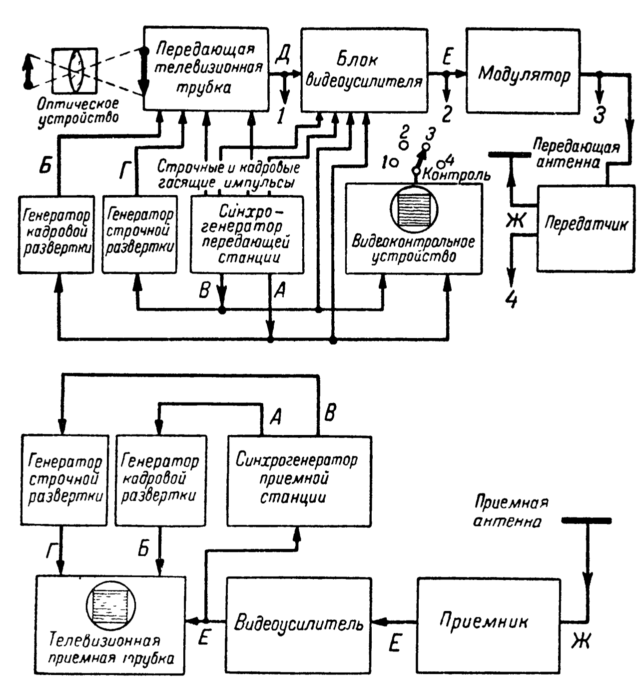


Рис. 17-10. Функциональная схема телевизионной системы (без канала звукового сопровождения).

В последнем осуществляется дальнейшее усиление телевизионного видеосигнала, а также замешивание в него строчных и кадровых синхроимпульсов и гасящих импульсов, поступающих от синхрогенератора на специальные смесительные каскады.

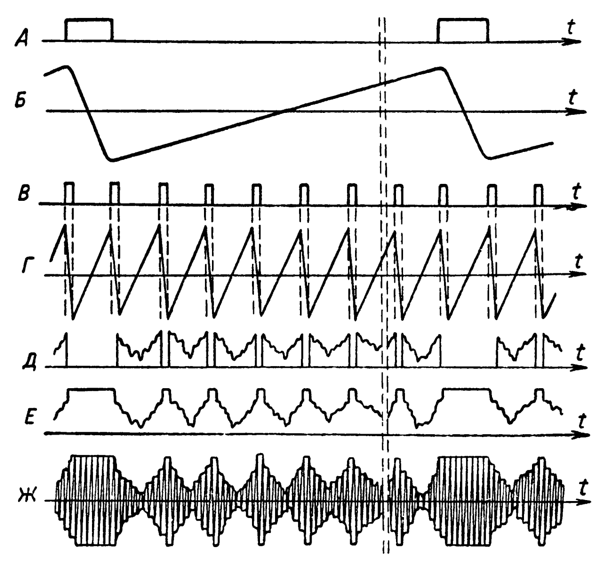


Рис. 17-11. Диаграмма процессов в узловых точках схемы на рис. 17-10.

На выходе линейного усилителя получается полный телевизионный сигнал, который поступает в модулятор радиопередатчика. В модуляторе полный телевизионный сигнал усиливается по мощности и затем подается на высокочастотный генератор для модуляции сигнала несущей частоты. Телевизионный радиопередатчик обычно содержит не менее двух каскадов. Первым каскадом является задающий генератор. Остальные каскады выполняют задачи умножения частоты или усиления мощности. С помощью передающей антенны телевизионный радиосигнал излучается в пространство. Дополнительная антенна служит для передачи сигналов звукового сопровождения, получаемых от специального радиопередатчика.

На приемной стороне телевизионный радиосигнал воспринимается антенной телевизионного приемника. В приемнике сигналы изображения и звукового сопровождения разделяются по отдельным каналам и используются соответственно для получения изображения на экране приемной трубки и звуковых сигналов в громкоговорителе.

Телевизионный приемник содержит также цепь синхронизации и развертки. Специальный амплитудный селектор отделяет строчные и кадровые синхроимпульсы от сигнала изображения, используя то обстоятельство, что эти импульсы по амплитуде всегда превосходят любой уровень сигнала изображения. Разделение строчных и кадровых синхроимпульсов по отдельным цепям обычно осуществляется путем использования их различия по длительности.

Строчные и кадровые синхроимпульсы, полученные на выходе синхрогенератора, используются для управления генераторами строчной и кадровой развертки приемной телевизионной трубки. С помощью этих генераторов осуществляется отклонение по строкам и по кадру световой точки на экране приемной трубки. Полный телевизионный видеосигнал с выхода видеоусилителя подается на приемную трубку и используется для управления яркостью светового пятна, развертываемого по экрану трубки. На экране приемной трубки возникает световое изображение сюжета телевизионной передачи. Строчные и кадровые гасящие импульсы, входящие в состав полного телевизионного видеосигнала, обеспечивают запирание приемной трубки на время обратного хода развертки по строкам и по кадру.

Помимо указанных выше основных элементов телевизионной системы, в состав передающей и приемной станций входят различные дополнительные электронные, электромеханические и другие устройства.

Для передачи кинофильмов на телецентре устанавливается специальная проекционная аппаратура, которая работает по методу просвечивания кинопленки узким световым пятном, развертываемым в телевизионный растр. В качестве источника света здесь используется специальная электронно-лучевая трубка с хорошо сфокусированным световым пятном на люминесцирующем экране. Световые сигналы после просвечивания пленки становятся пропорциональными ее прозрачности, которая в свою очередь определяется характером сюжета передачи. Эти сигналы воспринимаются фотоэлектронным преобразователем, на выходе которого получается телевизионный сигнал.

17-6. ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ТЕЛЕВИЗИОННОГО ИЗОБРАЖЕНИЯ И ПАРАМЕТРЫ ТЕЛЕВИЗИОННОГО СИГНАЛА

Выбор частоты кадров

При прогрессивной развертке частота кадров $f_к$ выбирается из условия отсутствия мельканий и воспроизведения эффекта движения. Эмпирическая расчетная формула имеет следующий вид:

$$f_к = 9{,}6 \lg B + 65,$$

где B — средняя яркость изображения, *сб*,

В среднем

$$f_к = 40 \div 60 \ гц.$$

В вещательных телевизионных системах широко распространена так называемая чересстрочная развертка, применение которой позволяет вдвое уменьшить частоту повторения кадров.

Сущность чересстрочной развертки можно пояснить с помощью рис. 17-12. Вместо того чтобы передавать, например, 50 кадров в секунду при прогрессивной развертке и Z строках разложения, поступают следующим образом. За первые 1/50 *сек* передают все нечетные строки (1, 3, 5 и т. д.), образующие первый полукадр. За следующие 1/50 *сек* передают все четные строки (2, 4, 6 и т. д.), образующие второй полукадр. Чтобы четные и нечетные строки не накладывались одна на другую, общее число строк Z выбирается нечетным. Развертка первого полукадра заканчивается на половине строки, а вторая ее половина входит во второй полукадр. Общее количество строк Z, таким образом, передается за время 1/25 *сек*.

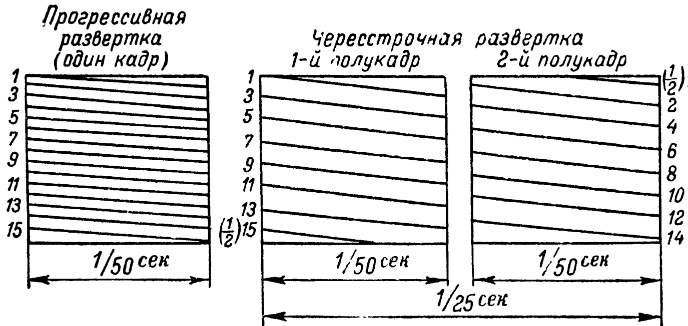


Рис. 17-12. Прогрессивная и чересстрочная развертки.

Следовательно, число полных кадров в секунду уменьшилось вдвое. В то же время количество смен «полукадров» остается равным 50 в секунду. Другими словами, мелькание изображения происходит с той же частотой, как и при прогрессивной развертке (50 *гц*). Это мелькание не заметно для глаза. Четкость изображения не ухудшается, поскольку общее число строк разложения остается без изменения. Однако число кадров в секунду, необходимое для устранения мелькания, уменьшается вдвое.

Могут представиться практические случаи, когда к телевизионной системе не будет предъявляться требование воспроизведения эффекта движения. В таких случаях можно допускать значительное уменьшение числа кадров в секунду. Обычно эта задача выполняется путем значительного уменьшения скорости строчной развертки, что увеличивает длительность передачи одного телевизионного кадра и соответственно приводит к уменьшению частоты кадров.

Если частота кадров становится менее 7—10 *гц*, то при воспроизведении телевизионного изображения оказывается невозможным использовать свойство инерции зрения. В таких случаях используется фотографическая запись телевизионного изображения или воспроизведение его с помощью специальных электронно-лучевых трубок, обеспечивающих длительное сохранение изображения на экране (например, за счет длительного послесвечения экрана).

Выбор числа строк

Число строк Z выбирается из условия достаточно четкого воспроизведения изображений объектов малого размера или деталей крупных объектов. Обычно требуется, чтобы число строк разложения соответствовало разрешающей силе глаза, которая характеризуется углом зрения $\gamma_{мин}$.

Величина Z может быть взята тем больше, чем меньше расстояние, с которого рассматривается экран приемника. Опыт показывает, что оптимальные точки наблюдения находятся на расстояниях L от экрана, в 3—5 раз превышающих ширину экрана b.

Расчетная формула имеет вид:

$$Z = \frac{2b}{L k_ф \gamma},$$

где b — ширина экрана;

L — расстояние, с которого наблюдается телевизионное изображение;

$k_ф$ — коэффициент формы кадра, представляющий собой отношение ширины экрана к его высоте $\left(k_ф = \frac{b}{h}\right)$;

γ — минимальный угол зрения (обычно в расчетах берут $\gamma = 2'$).

В вещательном телевидении принимают: $k_ф = \frac{4}{3}$ (из условия передачи по телевизионному каналу кинофильмов, имеющих такой формат кадра); $\frac{b}{L} = \frac{1}{3}$; $\gamma = 2'$ $\left(\text{или } \frac{1}{57} \cdot \frac{1}{60} \cdot 2 \ рад\right)$.

При указанных условиях $Z = 850$ строк. При этом обеспечивается максимальное значение четкости изображения, рассматриваемого с заданного расстояния $\left(\frac{b}{L} = \frac{1}{3}\right)$.

Вместе с тем следует учесть то обстоятельство, что глаз способен обнаружить повышение четкости только в том случае, если прирост числа строк ΔZ составляет определенный процент общего числа строк Z. Поэтому при малом числе строк четкость возрастает с ростом Z быстро, а при большом числе строк — медленно. При выбранном для телевизионного вещания в СССР числе строк разложения $Z = 625$ обеспечивается четкость, близкая к максимальному значению.

При решении специальных задач, когда изображение может рассматриваться на любых расстояниях от экрана, понятие максимальной четкости теряет свое значение. В этом случае увеличение числа строк всегда желательно. В среднем можно считать, что различение отдельного объекта требует, чтобы на его изображение приходилось не менее 4—8 строк разложения.

Частота строк определяется по формуле

$$f_{стр} = Z f_к.$$

Выбор полосы пропускания телевизионного канала

Телевизионный видеосигнал изображения, получаемый с помощью фотоэлектронного преобразователя, имеет ряд характерных особенностей. На рис. 17-13 показано упрощенное изображение, состоящее из трех контрастных пятен разной яркости B_1, B_2 и B_3. При развертке вдоль строки $S_1 — S_2$ видеосигнал изображения претерпевает резкие скачки в точках *1 — 1'*, *2—2'*, *3—3'*, а в другие моменты времени остается постоянным. Ступенчатость и наличие резких скачков являются характерной особенностью видеосигнала изображения. Скачки сигнала определяют контуры изображения. Искажение скачков, например уменьшение их крутизны, приводит к размытости контуров, уменьшению четкости изображения. Искажение вершин импульсов сигнала приводит к некоторому перераспределению яркостей и искажению передачи полутонов. Этот вид искажений менее значителен, чем появление размытости контуров.

Для того чтобы телевизионная система воспроизводила без искажений как скачки сигнала, так и распределение яркостей, соответствующим образом выбирается полоса пропускания канала связи. Для передачи резких скачков сигнала, характеризующих контуры изображения, необходимо также стремиться к уменьшению поперечного сечения (так называемой апертуры) электронного луча в передающей и приемной трубках.

Для любого реального сюжета передачи сложный по форме телевизионный видеосигнал можно представить в виде спектра, состоящего из большого числа синусоидальных колебаний различных частот. При сложении всех этих колебаний воспроизводится форма передаваемого телевизионного сигнала.

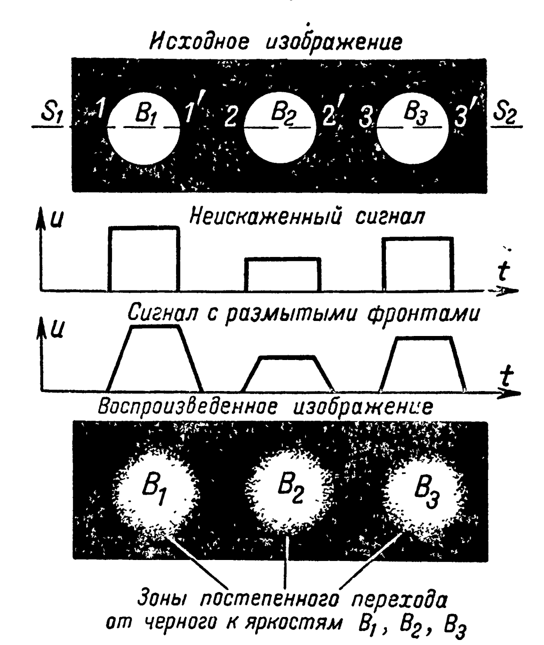


Рис. 17-13. Особенности телевизионного видеосигнала.

Энергия телевизионного сигнала концентрируется около составляющих спектра, имеющих следующие частоты: 1) частоты изменения средней яркости сюжета передачи от кадра к кадру (от 0 до 2—3 *гц*); 2) частота кадров $f_к$ и ее гармоники $2f_к$, $3f_к$ и т. д.; 3) частота строк $f_{стр}$ и ее гармоники $2f_{стр}$, $3f_{стр}$ и т. д. Между участками, в которых концентрируется энергия телевизионного сигнала, имеются незаполненные промежутки, которые практически используются в цветном телевидении для передачи информации о цвете.

Ширина спектра телевизионного видеосигнала $\Delta f_с$ определяется по формуле

$$\Delta f_с = 0{,}7\frac{k_ф Z^2 f_к}{2},$$

где $k_ф$ — коэффициент формы кадра, равный отношению ширины кадра к его высоте.

Если при чересстрочной развертке $f_к = 25$ *гц*, $Z = 625$ строк и $k_ф = \frac{4}{3}$, то $\Delta f_с \approx 4$ *Мгц*. Из этого примера видно, что телевизионный сигнал имеет весьма широкий спектр частот.

Для неискаженного воспроизведения изображения на экране приемной трубки необходимо, чтобы по тракту передачи телевизионного сигнала были без искажений переданы все составляющие спектра телевизионного сигнала.

Потеря низких частот спектра (в том числе потеря средней составляющей) приводит к неправильной передаче распределения яркостей отдельных участков изображения. Потеря высших частот спектра приводит к искажению (размыванию) контуров объектов на изображении, что затрудняет или делает невозможным распознавание этих объектов.

Для обеспечения необходимой формы частотной характеристики тракта передачи телевизионного сигнала и устранения влияния апертуры электронного луча в передающей и приемной трубках обычно используются специальные корректирующие элементы (схемы коррекции).

Телевизионный видеосигнал не может быть непосредственно передан по радио ввиду наличия в его спектре очень низких частот. Поэтому в радиопередатчике осуществляется модуляция несущей радиочастоты телевизионным видеосигналом. Модулированный радиосигнал излучается антенной передатчика в пространство и улавливается антенной телевизионного приемника. После усиления радиочастотный сигнал детектируется и преобразуется вновь в телевизионный видеосигнал.

В современных телевизионных системах амплитудная модуляция является основным видом модуляции несущей частоты телевизионным сигналом. Это объясняется тем, что применение частотной, фазовой или импульсной модуляции при наличии весьма широкого спектра частот модулирующего сигнала связано с серьезными техническими трудностями, преодоление которых требует значительного усложнения телевизионной аппаратуры.

При амплитудной модуляции огибающая модулированного радиосигнала по форме повторяет кривую модулирующего сигнала. Спектр телевизионного видеосигнала имеет две боковые полосы частот, которые представляют как бы зеркальное отражение спектра телевизионного видеосигнала по обе стороны от несущей радиочастоты $f_н$. Полоса частот $\Delta f_{рс}$, занимаемая спектром радиосигнала, равна удвоенному значению максимальной частоты $\Delta f_{вс}$ спектра видеосигнала:

$$\Delta f_{рс} = 2\Delta f_{вс}.$$

Телевизионный радиосигнал занимает весьма широкую полосу частот, составляющую 6—8 *Мгц* и более. С целью уменьшения ширины полосы частот, занимаемой телевизионной системой, в телевизионном вещании осуществляют так называемую однополосную передачу телевизионного сигнала, сущность которой заключается в том, что на передающей стороне с помощью фильтров подавляется одна из боковых полос модуляции. Как показывают расчеты и практика телевизионного вещания, подавление одной боковой полосы модуляции не приводит к искажению изображения на приемной стороне. Полоса пропускания радиочастотных цепей передатчика и приемника при этом уменьшается почти вдвое.

Выбор несущей частоты телевизионного канала

Для неискаженного воспроизведения видеосигнала, передаваемого по радио, необходимо, чтобы максимальная частота этого сигнала была в 10—15 раз меньше несущей частоты радиопередатчика. Это означает, что для передачи телевизионного видеосигнала с содержащимися в нем верхними частотами до 5—6 *Мгц* требуется радиопередатчик, работающий на частотах не менее 50—90 *Мгц*. Этим частотам соответствуют метровые волны (от 6 до 3,3 *м*). В настоящее время известны телевизионные устройства работающие на волнах от 7,5 *м* до 3 *см*.

Дальность приема телевидения

Ультракороткие радиоволны, на которых производятся телевизионные передачи, лишь незначительно огибают кривизну земной поверхности и только в некоторых наиболее благоприятных случаях могут отражаться от верхних ионизированных слоев атмосферы (ионосферы). Уверенный и регулярный прием телевизионных передач на ультракоротких волнах возможен только на расстояниях до 200—300 *км*. Практически достижимая дальность телевизионной передачи зависит от мощности передатчика, чувствительности приемника, высоты подъема и характеристик направленности передающей и приемной антенн.

Одним из возможных путей увеличения дальности телевизионных передач на УКВ является применение так называемых р а д и о р е л е й н ы х (ретрансляционных) линий. Радиорелейная линия состоит из передающей и приемных телевизионных станций, между которыми устанавливается некоторое число вспомогательных приемо-передающих станций, называемых р е т р а н с л я т о р а м и. Каждый ретранслятор, приняв телевизионный сигнал, передает его дальше, пока, наконец, сигнал от последнего ретранслятора не приходит на оконечную приемную станцию. С помощью радиорелейных линий можно производить передачу телевизионных сигналов на УКВ на несколько тысяч километров.

Для передачи телевизионных сигналов на УКВ на дальние расстояния могут также применяться кабельные линии. Однако прокладка кабеля и установка промежуточных усилительных устройств обычно обходится дороже, чем установка радиорелейных линий.

За последние годы в печати стали все чаще появляться сообщения о том, что многие радиолюбители даже при использовании обычных телевизионных приемников осуществляют прием телевизионных передач на расстояниях в несколько тысяч километров от телецентра.

Возможность дальнего приема телевизионных передач (на расстояниях до 1 000—5 000 *км*) объясняется тем, что в некоторых условиях ультракороткие волны отражаются от ионосферы и благодаря этому попадают в удаленную точку приема. Условия дальнего приема существенно зависят от степени солнечной активности. Так, например, в летние месяцы случаи дальнего приема становятся более частыми, чем зимой.

Проведение опытов по дальнему приему вполне доступно широкому кругу радиолюбителей. При этом прежде всего необходимо путем соответствующей настройки телевизора обеспечить возможность приема дальних телевизионных станций, отличающихся по рабочим частотам. Существенное значение имеет увеличение чувствительности приемника и применение специальных остронаправленных (например, рамочных) приемных антенн. Необходимо также учитывать, что основные параметры телевизионного сигнала дальних телецентров ($f_к$, $f_{стр}$ и Z) могут отличаться от величин, принятых в СССР в качестве стандарта.

17-7. ТЕЛЕВИЗИОННЫЕ СТАНДАРТЫ

Основные технические характеристики передающих и приемных телевизионных станций определяются специальными телевизионными стандартами. В табл. 17-1

Таблица 17-1

Основные параметры телевизионных стандартов

Параметры	Стандарты							
	I	II	III	IV	V	VI	VII	VIII
Номинальное число строк	405	525	625	625	625	819	625	819
Номинальная полоса видеочастот, *Мгц*	3	4	4	5	6	10,4	5	5
Полная ширина радиоканала, *Мгц*	5	6	7	7	8	14	7	7
Расстояние от несущей частоты звука до несущей частоты изображения, *Мгц*	—3,5	+4,5	+4,5	+5,5	+6,5	—11,15	+5,5	+5,5
Расстояние от несущей частоты звука до верхней границы отводимого радиоканала, *Мгц*	+0,25	—0,25	—	—0,25	—0,25	+0,1	—0,25	—0,25
Частота строк, *гц*	10 125	15 750	15 625	15 625	15 625	20 475	15 625	15 625
Частота полукадров, *гц*	50	60	50	50	50	50	50	50
Частота кадров, *гц*	25	30	25	25	25	25	25	25

Продолжение табл. 17-1

Параметры	Стандарты I	II	III	IV	V	VI	VII	VIII
Полярность модуляции сигнала изображения	Позитивная	Позитивная	Негативная	Негативная	Негативная	Позитивная	Позитивная	Позитивная
Уровень гасящих импульсов от максимальной амплитуды напряжения высокой частоты, %	30	75	75	75	75	25	25	25
Тип модуляции звука и девиация, *кгц*	АМ	ЧМ ±25	ЧМ ±25	ЧМ± 50	ЧМ ±50	АМ	АМ	АМ
Предыскажение, *мксек*	—	75	75	50	50	—	50	50

приводятся основные параметры телевизионных стандартов, применяемые в различных странах.

Общими для всех стандартов являются следующие параметры: 1) считывание изображения слева направо и сверху вниз; 2) развертка чересстрочная; 3) отношение сторон кадра $\frac{4}{3}$; 4) тип модуляции сигнала изображения— амплитудная модуляция; 5) уровень черного не зависит от характера изображения; 6) работа системы не зависит от частоты питающей сети.

Приведенные в табл. 17-1 стандарты используются в следующих странах.

Стандарт I: Великобритания, Ирландия, Новозеландия.

Стандарт II: США, Канада, Мексика, Куба, Доминиканская Республика, Гватемала, Уругвай, Колумбия, Бразилия, Филиппины, Япония, Таиланд, Сальвадор.

Стандарт III: Аргентина, Венесуэла, Бразилия.

Стандарт IV (известен под названиями МККР, Гербер и CCIR): Норвегия, Швеция, Дания, Голландия, ФРГ, ГДР, Австрия, Италия, Испания, Швейцария, Турция, Португалия, Австралия, Финляндия, Индия.

Стандарт V (известен под названием OIR): СССР, Польша, Чехословакия, Венгрия, Румыния, Болгария, Албания, Демократическая Республика Вьетнам, Китайская Народная Республика, Корейская Народно-Демократическая Республика, Монгольская Народная Республика.

Стандарт VI: Франция, Сев. Африка, Саарская область, Монако.

Стандарт VII: Бельгия.

Стандарт VIII: Бельгия, Люксембург.

В табл. 17-2 приведены данные о стандартных значениях несущих частот изображения и звука для 13 телевизионных каналов.

Таблица 17-2

Частоты телевизионных каналов

Каналы	Стандарт I, несущая частота изображения	Стандарт I, несущая частота звука	Стандарт IV, несущая частота изображения	Стандарт IV, несущая частота звука	Стандарт V, несущая частота изображения	Стандарт V, несущая частота звука	Стандарт VI, несущая частота изображения	Стандарт VI, несущая частота звука
1	45,00	41,50	41,25	46,75	49,75	56,25	52,40	41,25
2	51,75	48,25	48,25	53,75	59,25	65,75	63,30	56,15
3	56,75	53,25	55,25	60,75	77,25	83,75	65,55	54,40
4	61,75	58,25	62,25	67,75	85,25	91,75	175,15	164,00
5	66,75	63,25	175,25	180,25	93,25	99,75	173,40	162,25
6	179,75	176,25	182,25	187,25	175,25	181,75	188,30	177,15
7	184,75	181,25	189,25	194,75	183,25	189,75	186,55	175,40
8	189,75	186,25	196,25	201,75	191,25	197,75	201,45	190,30
9	194,75	191,25	203,25	208,75	199,25	205,75	199,70	188,55
10	199,75	196,25	210,25	215,75	207,25	213,75	214,60	203,45
11	204,75	201,25	217,25	222,75	215,25	221,75	212,85	201,70
12	209,75	206,25	—	—	223,25	229,75	—	—
13	214,75	211,25	—	—	—	—	—	—

Примечание. Некоторые телецентры в западноевропейских странах имеют частоты, отличающиеся от приведенных в таблице; Лейпциг 59,25—64,75; Дрезден 145,25—150,75, Вена 49,75—55,25; Турин 82,25—87,75. Париж, Лилль 185,25—174,10.

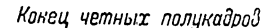
Форма полного телевизионного сигнала, принятая в телевизионном стандарте СССР, показана на рис. 17-14.

Телевизионный сигнал имеет негативную полярность (уровень черного располагается на оси амплитуд выше уровня белого). Развертка чересстрочная; $f_к = 25$ *гц*; $f_{стр} = 15\,625$ *гц*; $Z = 625$ строк.

Строчные гасящие импульсы посылаются после окончания передачи каждой строки. Величина их строго фиксирована на уровне 75% полного размаха сигнала.

оказываются сдвинутыми на половину строки и все другие синхронизирующие импульсы, насаженные на втором полукадровом гасящем импульсе. Такая форма сигнала позволяет получить устойчивую чересстрочную развертку, обеспечить непрерывность следования строчных синхронизирующих импульсов во время передачи кадрового гасящего сигнала и легко отделить сигналы синхронизации от полного телевизионного сигнала.

Продолжительность передачи импульсов определена стандартом. Время передачи одной строки (обозначено



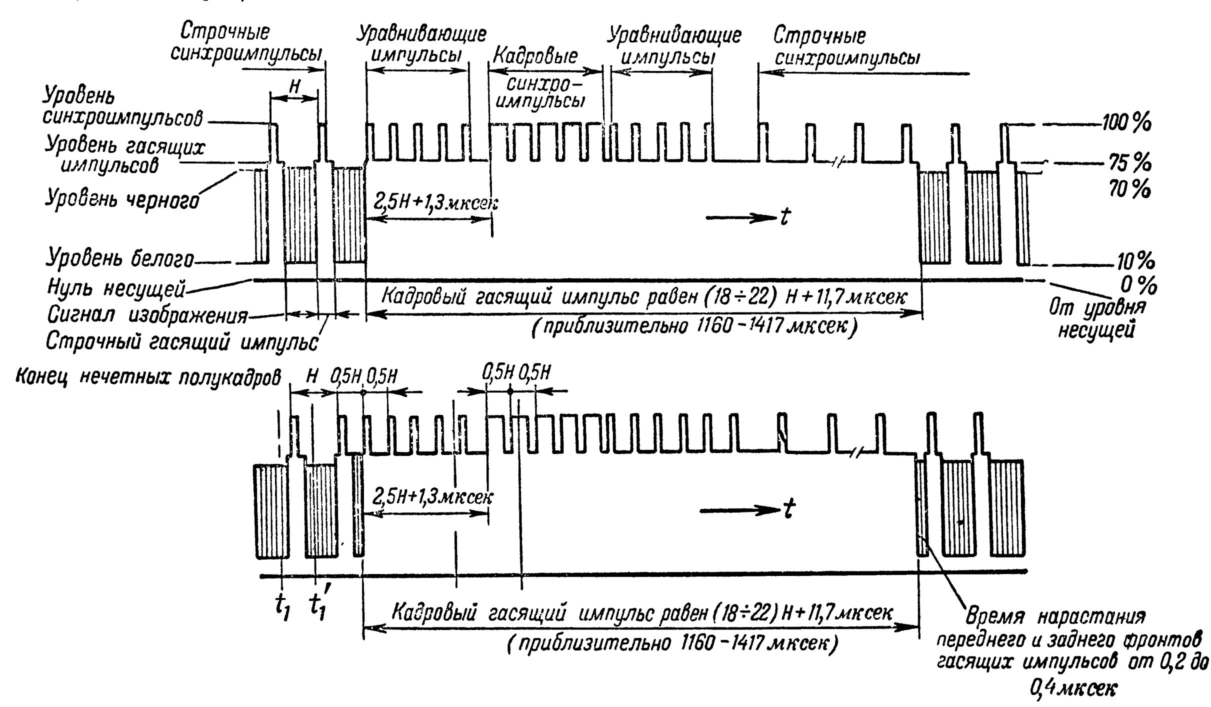


Рис. 17-14. Форма телевизионного сигнала при чересстрочной развертке.

Строчные синхронизирующие импульсы размещаются на строчном гасящем импульсе, занимая остающиеся 25% полного размаха сигнала.

Кадровые гасящие импульсы посылаются по окончании развертки последней строки (низ изображения). Они запирают луч во время обратного хода, пока он движется снизу экрана вверх, и служат как бы подставкой для импульсов кадровой синхронизации, поднимая их над уровнем сигнала в область «чернее черного».

Для получения устойчивой чересстрочной развертки на кадровом гасящем импульсе, помимо импульсов синхронизации, размещаются также так называемые у р а в н и в а ю щ и е импульсы.

В связи с применением чересстрочной развертки обратный ход кадровой развертки должен происходить 2 раза в течение передачи полного кадра (сперва после передачи нечетных, а затем — четных строк). Сначала луч совершает обратный ход (снизу вверх) после передачи целой строки, а затем — после передачи половины строки. Такая последовательность обеспечивается двумя полукадровыми импульсами, отличающимися один от другого различными сдвигами во времени по отношению к передаче последнего строчного синхронизирующего импульса. В первом из них это время соответствует развертке одной строки, а во втором — половине строки. Соответственно

буквой *H*) составляет 64 *мксек*. Соответственно продолжительность передачи строчного гасящего импульса составляет 10—11 *мксек*, строчного синхронизирующего импульса 4,4—5,1 *мксек*, кадрового гасящего импульса 1 500—1 600 *мксек*, кадрового синхронизирующего импульса 192 *мксек* и, наконец, уравнивающих импульсов 2,56 *мксек*.

17-8. ТРЕБОВАНИЯ К ТЕЛЕВИЗИОННЫМ ПРИЕМНИКАМ

Параметр	Класс		
	1	2	3
Тип трубки	53ЛК	43ЛК	35ЛК
Размер изображения (не менее), *см* . .	470×360	360×270	280×210
Чувствительность по каналу изображения (не хуже), *мкв*	50	100	275

Продолжение табл.

Параметр	Класс		
	1	2	3
Тип трубки	53ЛК	43ЛК	35ЛК
Чувствительность по каналу звука . .	Не хуже, чем по каналу изображения		
Угол отклонения луча для кинескопов прямого наблюдения, *град* . .	110	110	70
Тип входа (сопротивление) *ом*	75	75	75
Избирательность по отношению к несущей изображения на частотах — 1,5 *Мгц* и ниже, *дб* . .	40	30	20
То же +8 *Мгц* и выше, *дб*	30	30	25
Режекция (подавление) промежуточной частоты в точке 32 *Мгц*, *дб* . .	40	40	40
Режекция в точке +6,5 *Мгц* по отношению к несущей изображения . . .	Не должно быть помех от звука на изображении		
Автоматическая регулировка усиления должна поддерживать выходное напряжение в пределах ±3 *дб* при изменении входного напряжения, в число раз	1 000	500	10
Автоматическая регулировка яркости	Обязательна	Не обязательна	
Уровень помех, создаваемых гетеродином приемника, *мкв/м*	150	150	150

Продолжение табл.

Параметр	Класс		
	1	2	3
Тип трубки	53ЛК	43ЛК	35ЛК
Максимальная яркость (не ниже), *нит* . .	40	40	40
Разрешающая способность по горизонтали . .	500	450	350
То, же по вертикали	550	500	450
Нелинейные искажения разверток по горизонтали (не более), % . . .	8	10	15
То же, по вертикали (не более), %	6	7	12
Устойчивость системы синхронизации при изменении напряжения питающей сети (от номинальной), %	+ 10 ÷ —20	+ 10 ÷ —20	± 10
Инерционная синхронизация	Обязательна		Не обязательна
Устойчивость синхронизации при изменении величины видеосигнала (от номинальной), %	± 70	± 70	± 50
Уход нулевой точки характеристики частотного детектора, *кгц* . . .	10	10	20
Дистанционное управление громкостью и яркостью . . .	Обязательно	Не обязательно	
Стабилизация размеров изображения при самопрогреве и изменении напряжения сети	Обязательна	Не обязательна	

17-9. УЗЛЫ ТЕЛЕВИЗИОННОГО ПРИЕМНИКА

Высокочастотная часть

Высокочастотная часть телевизионного приемника может быть построена по схеме прямого усиления или по супергетеродинной схеме. Схема прямого усиления иногда применялась в телевизорах, рассчитанных на прием одного—трех телевизионных каналов (например, в телевизоре КВН-49). Современные многопрограммные телевизоры строятся только по супергетеродинной схеме. Супергетеродинный тракт обычно состоит из усилителя высокой частоты (один каскад), преобразователя (смесителя с гетеродином — один каскад), усилителя промежуточной частоты (от двух до четырех каскадов), диодного детектора (ламповый или германиевый диод) и видеоусилителя (один или два каскада).

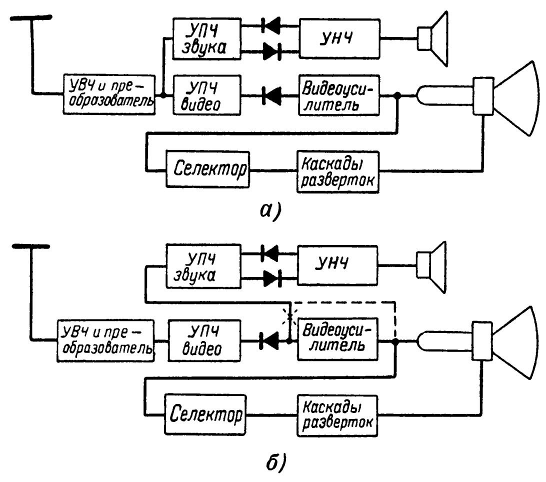


Рис. 17-15. Функциональные схемы телевизионных приемников.

При смешении с частотой гетеродина двух несущих частот (изображения и звука), поступающих от антенн, на выходе смесителя получаются сигналы на двух промежуточных частотах. Если частота гетеродина выше обеих несущих частот, то промежуточная частота канала изображения получается выше промежуточной частоты канала звука. В телевизионном вещании СССР нормализованы следующие промежуточные частоты: канала изображения — 34,25 *Мгц* и канала звука — 27,75 *Мгц*.

Сигнал на промежуточной частоте канала звукового сопровождения выделяется после смесителя и усиливается в отдельном усилителе с частотным детектором и УНЧ на выходе (рис. 17-15, *а*) или же проходит по общему тракту вместе с сигналом на промежуточной частоте канала изображения и после второго преобразования поступает в УПЧ звука (рис. 17-15, *б*).

Последний вариант схемы получил наибольшее распространение. Здесь второе преобразование сигнала производится в диодном видеодетекторе. При этом выделяется сигнал на второй промежуточной частоте звукового сопровождения, которая равна разности несущих частот изображения и звука и не зависит от настройки гетеродина приемника. Для советского стандарта эта частота, равная 6,5 *Мгц*, строго фиксирована. Иногда для второго преобразования применяется отдельный детектор.

Преимущества схемы, использующей разностную частоту, состоят в следующем: 1) уменьшается количество ламп в УПЧ звука; 2) качество звукового сопровождения не зависит от настройки гетеродина, которая в этом случае производится только по сигналу изображения.

Поскольку в детекторе происходит смешение двух сигналов, из которых один имеет частотную модуляцию (звуковое сопровождение), а другой промодулирован по амплитуде сигналом изображения, то выделяемый сигнал разностной частоты, кроме полезной частотной модуляции, имеет еще паразитную амплитудную модуляцию, от которой, однако, удается избавиться при помощи усилителя, работающего в режиме ограничения, и частотного детектора балансного типа.

Для наилучшего подавления амплитудной модуляции необходимо оптимальное соотношение амплитуд сигналов, поступающих на детектор, в котором происходит выделение сигнала разностной частоты. Это отношение обычно выбирается в пределах 0,1—0,03.

Чтобы частотно-модулированный сигнал звукового сопровождения не создавал помех в канале изображения, необходимо принять меры к тому, чтобы на склоне характеристики УПЧ не происходило его демодуляции. Для этого необходимо в частотной характеристике УПЧ обеспечить горизонтальную площадку в месте расположения первой промежуточной частоты звука, как это показано на рис. 17-16. Для того чтобы сигнал частоты 6,5 *Мгц* не давал помехи в виде мелкой ряби на экране, частотная характеристика видеоусилителя должна быть ограничена частотой 5—5,5 *Мгц*. Иногда для этого между видеоусилителем и кинескопом включается заградительный контур, настроенный на частоту 6,5 *Мгц*.

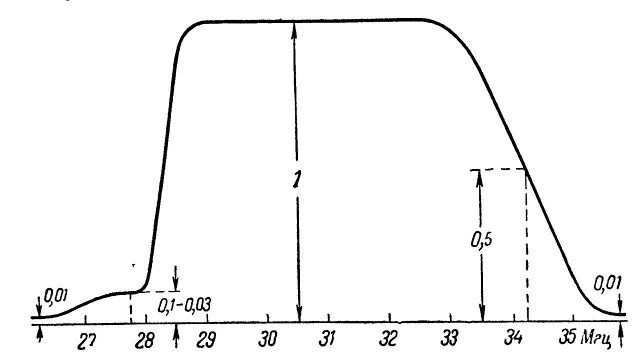


Рис. 17-16. Частотная характеристика УПЧ.

Усилитель высокой частоты и преобразователь с переключающимися контурами обычно конструируются в виде отдельного высокочастотного блока. В приемниках различных типов предусматривается переключение на 5 или 12 каналов.

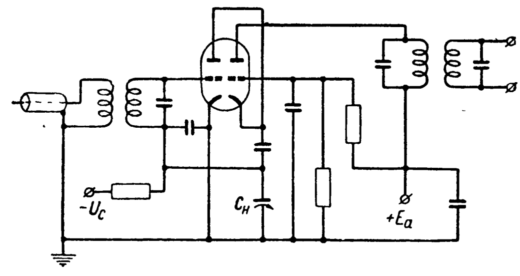


Рис. 17-17. Каскодная схема УВЧ. $C_н$ — конденсатор нейтрализации.

Для усиления высокой частоты с наилучшим отношением сигнал/шум обычно используется так называемая каскодная схема на высокочастотном двойном триоде с высокой крутизной характеристики (рис. 17-17).

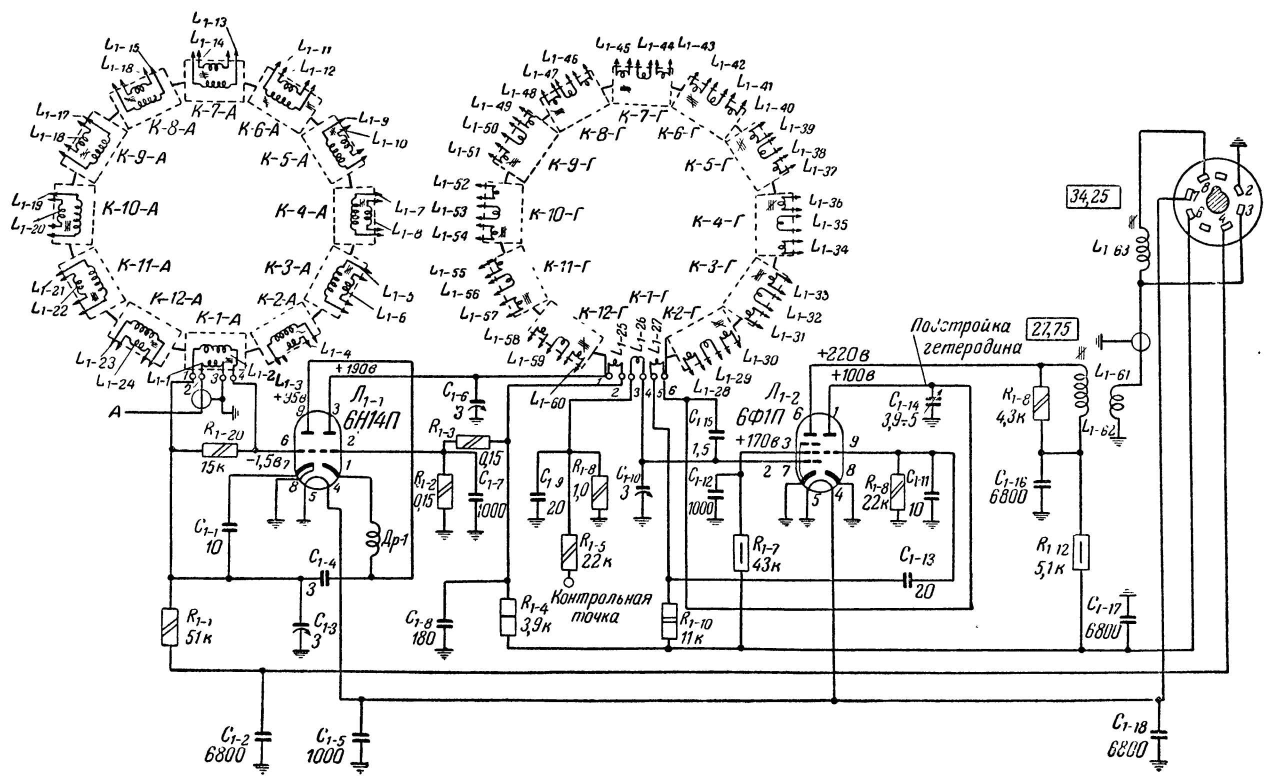


Рис. 17-18. Схема блока ПТК.

В такой схеме обычно используются лампы типов 6Н3П и 6Н14П.

На рис. 17-18 приведена полная схема двенадцатиканального унифицированного высокочастотного блока ПТК. Основные параметры этого блока: число фиксированных телевизионных каналов 12; коэффициент усиления $\geqslant 30$; вход коаксиальный 75 *ом*; выход рассчитан на включение в схѐму с входным сопротивлением 4,7 *ком* и входной емкостью 10 *пф*; напряжение питания 6,3 и 250 *в*; напряжение собственных шумов на входе не более 6 *мкв*; стабильность частоты гетеродина при самопрогреве не хуже 250 *кгц*; частотная характеристика прямолинейная в пределах от несущей изображения до несущей звука (отклонения не более ±30%).

Блок ПТК имеет переключатель барабанного типа, в котором размещены секторы с катушками, намотанными на каркасах диаметром 5 *мм*. Катушки входных контуров и контуров гетеродина настраиваются латунными сердечниками, а катушки анодного контура лампы УВЧ — перемещением витков на каркасе.

Усилитель промежуточной частоты канала изображения

Усилитель промежуточной частоты должен иметь высокий коэффициент усиления и хорошую избирательность по отношению к соседним каналам. Необходимо также обеспечить избирательность по отношению к частотно-модулированному сигналу на промежуточной частоте канала звукового сопровождения и получить оптимальное соотношение амплитуд сигналов промежуточных частот на детекторе. Полоса пропускаемых частот определяется шириной спектра телевизионного сигнала. Частотная характеристика тракта УПЧ в оптимальном случае имеет вид, показанный на рис. 17-16.

Коэффициент усиления УПЧ выбирается в зависимости от чувствительности входа видеоусилителя и от желаемой общей чувствительности телевизора. Для реализации максимальной чувствительности, которую может обеспечить высокочастотный блок с каскодным усилителем на лампе типа 6Н14П при отношении сигнал шум 20 *дб*, коэффициент усиления можно определить по формуле

$$K = \frac{M \cdot 10^6}{10 U_ш n K_в},$$

где M — чувствительность видеоусилителя, *в*;

$U_ш$ — напряжение шумов на входе, *мкв* (для блока ПТК $U_ш \leqslant 6$);

$K_в$ — коэффициент усиления высокочастотного блока (для блока ПТК $K_в \geqslant 30$),

n — коэффициент передачи видеодетектора (для детектора на германиевом диоде $n \approx 0{,}2$).

При однокаскадном видеоусилителе требуемый коэффициент усиления УПЧ составляет 4 000—5 000.

Основной задачей при конструировании УПЧ является формирование частотной характеристики, имеющей широкую полосу пропускания, крутой спад со стороны несущей звука со ступенькой на частоте 27,75 *Мгц* и пологий спад со стороны несущей изображения, а также глубокое подавление на частотах, приближающихся к частотам соседних телевизионных каналов.

УПЧ можно собирать на одиночных расстроенных контурах с применением режекторных контуров, настраиваемых на частоты подавления. Можно также построить УПЧ на полосовых мостовых или Т-образных фильтрах. В сов-

ременных телевизорах применяются схемы с одиночными контурами (рис. 17-19) и различные варианты схем с Т-образными фильтрами в одном или нескольких каскадах

Преимуществом схем с Т-образными фильтрами является простота настройки и высокая избирательность

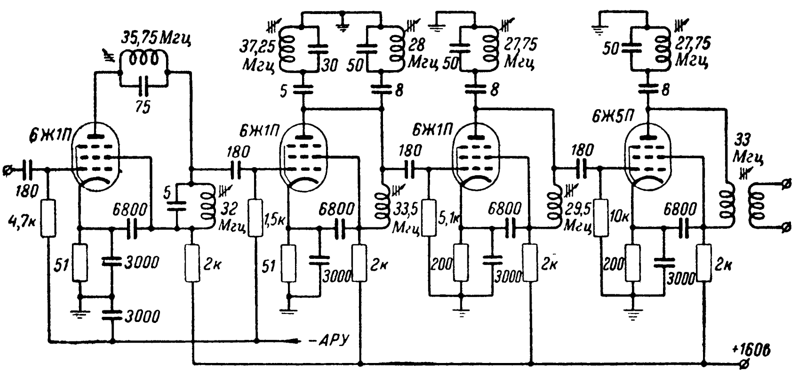


Рис. 17-19. Схема УПЧ на расстроенных контурах.

Кроме того, в этих схемах легко может быть осуществлена регулировка положения несущей частоты изображения на оси частот путем перестройки одного из контуров Т-образного фильтра.

На рис. 17-20 приведена схема четырехкаскадного усилителя, имеющего частотную характеристику, весьма

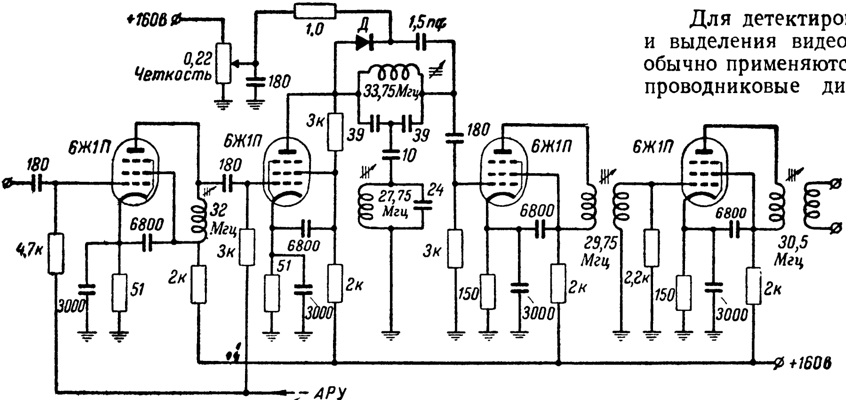


Рис. 17-20. Схема УПЧ с Т-образным фильтром.

близкую к приведенной на рис. 17-16. В схеме предусмотрена регулировка четкости, которая осуществлена с помощью реактивного диода *Д*, управляемого постоянным током, и указаны частоты, на которые настраивается каждый контур.

Расчет УПЧ

Коэффициент усиления одноконтурного каскада УПЧ может быть ориентировочно рассчитан по формуле

$$K_1 = \frac{S}{2\pi C \Delta f_{0,7}},$$

где K_1 — коэффициент усиления, обеспечиваемый одноконтурным каскадом с полосой пропускания, равной полосе пропускания всего УПЧ;

S — статическая крутизна характеристики усилительной лампы;

C — емкость контура усилителя, включающая распределенную емкость монтажа, междуэлектродные и межвитковые емкости,

$\Delta f_{0,7}$ — полоса пропускания всего УПЧ, отсчитываемая на уровне 0,7.

Необходимое число каскадов УПЧ определяется выражением

$$N = \frac{\lg (K_p)}{\lg K_1},$$

где K — заданный (требуемый) коэффициент усиления УПЧ;

p — коэффициент, зависящий от числа каскадов УПЧ;

при N	1	2	3	4	5	6
p	1	2,5	7,7	30	130	550

Так как p зависит от искомой величины N, то расчет этой величины по приведенному выражению может быть выполнен методом проб.

Если в усилителе с рассчитанным таким образом числом каскадов контуры будут более узкополосные, а полоса всего УПЧ будет обеспечиваться за счет относительной расстройки контуров, то тогда усилитель обеспечит большее усиление, чем требуемое.

Видеодетектор и видеоусилитель

Для детектирования сигнала промежуточной частоты и выделения видеосигнала в телевизионных приемниках обычно применяются диодные детекторы, чаще всего полупроводниковые диоды.

Ввиду того что конденсатор, включаемый параллельно нагрузке детектора (для подавления высокочастотной составляющей на выходе), вместе с входной емкостью лампы видеоусилителя способствует завалу высоких частот видеосигнала, сопротивление нагрузки детектора обычно выбирается достаточно малым. В практических схемах применяется нагрузочное сопротивление 3—4 *ком*. При этом входное сопротивление видеодетектора, шунтирующее последний контур УПЧ (с учетом потерь в германиевом диоде), составляет около 1—1,5 *ком*.

Для частичной компенсации входной емкости видеоусилителя и коррекции частотной характеристики в цепь видеодетектора обычно включают корректирующие дроссели. Типовой является схема, показанная на рис. 17-21, *а*. Иногда применяется более сложная схема с несколькими корректирующими дросселями, например схема, приведенная на рис. 17-21, *б*. При такой схеме оказывается возможным допустить более высокое сопротивление нагрузки видеодетектора и соответственно выиграть в усилении последнего каскада УПЧ.

Назначением видеоусилителя является усиление видеосигнала, полученного после детектора, до амплитуды, достаточной для модуляции электронного луча кинескопа. К видеоусилителю предъявляются высокие требования в отношении равномерности частотной характеристики. Полоса усиливаемых частот должна охватывать диапазон от 50 *гц* до 5—6 *Мгц* при неравномерности усиления не более 3 *дб*.

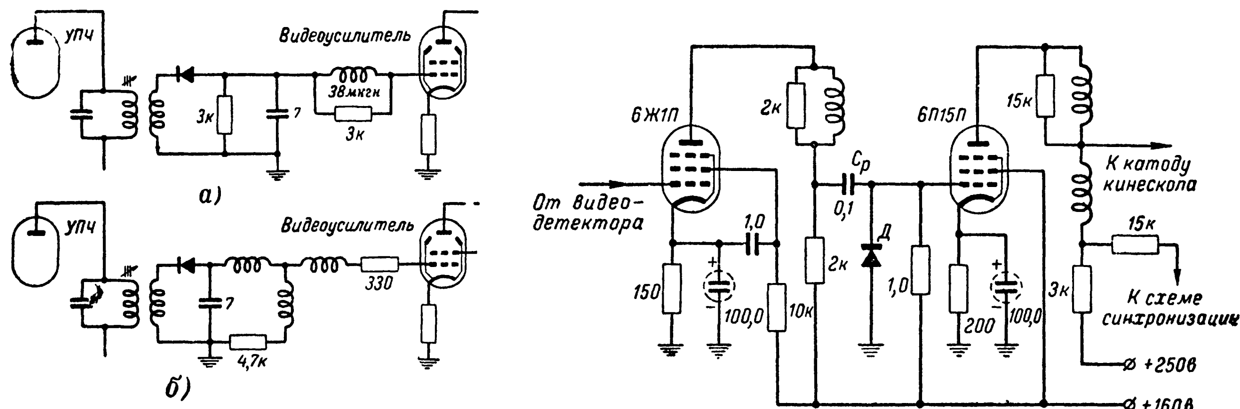


Рис. 17-21. Схемы видеодетекторов.

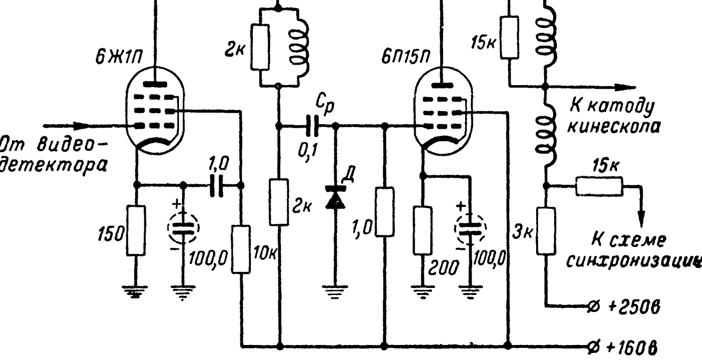


Рис. 17-22. Схема двухкаскадного видеоусилителя.

В двухкаскадном видеоусилителе (рис. 17-22) из-за разделительного конденсатора $C_р$ постоянная составляющая не проходит на вход второго каскада. Это приводит к тому, что средняя яркость изображения на экране телевизора остается неизменной при изменении освещенности передаваемого сюжета. Во избежание этого в двухкаскадных усилителях обычно применяется восстановление постоянной составляющей при помощи диода *Д*, включаемого параллельно входу второго каскада. При изменении

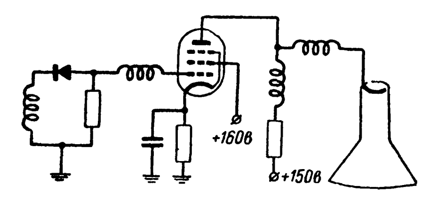


Рис. 17-23. Схема однокаскадного видеоусилителя.

амплитуды видеосигнала выделяющееся на диоде напряжение постоянной составляющей оказывается пропорциональным средней освещенности передаваемого сюжета. При однокаскадном видеоусилителе детектор работает при больших напряжениях и имеет лучшую амплитудную характеристику.

Для обеспечения широкой полосы воспроизводимых частот в видеоусилителе применяются лампы с высокой крутизной, работающие при низких значениях нагрузочных сопротивлений. Лампы, предназначенные для видеоусилителей, должны иметь, кроме того, малую выходную емкость. Чаще всего используются лампы 6П9 и 6П15П. При конструировании видеоусилителей принимаются меры к тому, чтобы емкость входных и выходных цепей была наименьшей.

Для коррекции частотной характеристики видеоусилителя в области средних и высоких частот в его выходной цепи применяются корректирующие дроссели, которые вместе с выходной емкостью лампы и входной емкостью кинескопа образуют сложные резонансные контуры, настроенные на средние и высокие частоты спектра видеосигнала. Избыток усиления в области низких частот легко корректируется при помощи частотно-зависимой отрицательной обратной связи. На рис. 17-24 показано формирование частотной характеристики видеоусилителя для схемы рис. 17-22.

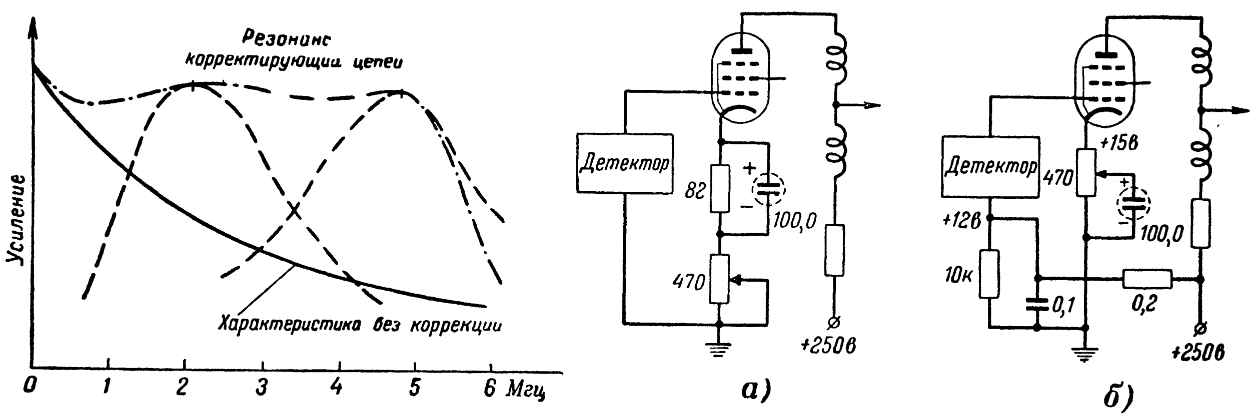


Рис. 17-24. Формирование частотной характеристики видеоусилителя.

Рис. 17-25. Схема регулировки контрастности в видеоусилителе.

Более распространенным является однокаскадный видеоусилитель без «обрыва» постоянной составляющей (рис. 17-23). Такой видеоусилитель мало подвержен влиянию микрофонного эффекта, вызываемого вибрацией электродов ламп от звуковой волны громкоговорителей.

Иногда в каскаде видеоусилителя предусматривается регулировка усиления (регулировка контрастности изображения). Простейшие схемы регулировки контрастности показаны на рис. 17-25. Контрастность регулируется изменением величины отрицательной обратной связи,

причем в схеме на рис. 17-25, *а* за счет изменения величины сеточного смещения (а следовательно, и анодного тока лампы) одновременно регулируется и яркость изображения. При этом необходимо выбирать лампу с достаточно большим прямолинейным участком характеристики. В схеме на рис. 17-25,*б* при регулировке усиления режим лампы не меняется.

Расчет однокаскадного видеоусилителя с простой схемой коррекции

Расчетом определяется: сопротивление нагрузки каскада; корректирующая индуктивность; элементы фильтра; коэффициент усиления каскада.

Для некорректированного усилителя сопротивление нагрузки каскада определяется выражением

$$R_{н.\,н} = \frac{1\,000}{2\pi C f_в},$$

где $R_{н.н}$ — сопротивление нагрузки, *ком*;

C — суммарная выходная емкость каскада, включающая в себя выходную емкость лампы, монтажную емкость и выходную емкость последующего каскада, *пф*;

$f_в$ — высшая частота спектра усиливаемого сигнала, *Мгц*.

Сопротивление нагрузки корректированного усилителя может быть найдено из соотношения

$$R_{н.\,к} = BR_{н.\,н} = \frac{B \cdot 1\,000}{2\pi C f_в},$$

где B — коэффициент, показывающий, во сколько раз может быть повышена нагрузка каскада при коррекции усилителя с сохранением полосы пропускания частот некорректированного усилителя.

Коэффициент B определяется качеством колебательного контура, образуемого в анодной цепи лампы усилителя распределенной емкостью и индуктивностью корректирующего дросселя.

Из условия получения наименьших частотных и фазовых искажений усиливаемого сигнала качество контура Q выбирается равным 0,6; при этом коэффициент $B = 1{,}66$ Таким образом, полагая наивысшую частоту спектра усиливаемых сигналов $f_в$ равной 5 *Мгц*, для определения нагрузочного сопротивления (в килоомах) корректированного усилителя можно пользоваться следующим простым выражением:

$$R_{н.\,к} = \frac{52}{C},$$

где C — емкость, *пф*.

Индуктивность (в микрогенри) корректирующего дросселя

$$L = \frac{1\,000}{C},$$

Сопротивление фильтра $R_ф$ выбирается с учетом допустимой потери на этом сопротивлении напряжения ΔU_{a0} источника анодного питания:

$$R_ф = \frac{\Delta U_{a0}}{I_{a0}},$$

где I_{a0} — постоянная составляющая анодного тока усилительной лампы (ориентировочно известна), *ма*.

Сопротивление фильтра должно быть больше сопротивления нагрузки в 3—5 раз. Емкость фильтра (в микрофарадах) при условии, что нижняя граница полосы пропускания составляет 50 *гц*, определяется выражением

$$C_ф = \frac{3{,}2}{R_ф},$$

Коэффициент усиления однокаскадного корректированного усилителя

$$K = SR_{н.\,к},$$

где S — крутизна характеристики лампы, *ма/в*.

Автоматические регулировки усиления и яркости

Для поддержания контрастности телевизионного изображения на одном уровне (независимо от изменения амплитуды сигнала на входе приемника) в современных телевизионных приемниках применяется автоматическая регулировка усиления (АРУ), подобно тому как это делается в радиовещательных приемниках. АРУ достигается при помощи подачи отрицательного управляющего напряжения на сетки ламп УПЧ и УВЧ.

Применяются различные схемы получения управляющего напряжения. На рис. 17-26 представлены наиболее употребительные схемы АРУ.

В схеме на рис. 17-26, *а* управляющее напряжение АРУ снимается непосредственно с нагрузки видеодетектора.

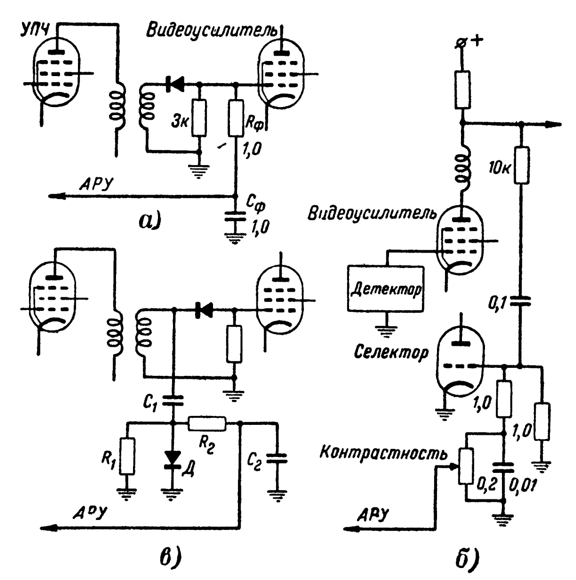


Рис. 17-26. Схемы АРУ.

Видеосигнал отфильтровывается цепью $R_ф C_ф$. Такая схема очень проста, но имеет принципиальный недостаток, заключающийся в том, что средняя постоянная составляющая сигнала на видеодетекторе (используемая в качестве управляющего напряжения АРУ) зависит от глубины модуляции. При этом контрастность изображения зависит от его содержания. Тем же недостатком обладает и схема на рис. 17-26, *б*, в которой в качестве управляющего напряжения используется напряжение, выделяющееся на сетке лампы амплитудного селектора (отделителя синхроимпульсов).

Более совершенной является схема с п и к о в ы м д е т е к т о р о м, изображенная на рис. 17-26, *в*. Здесь для выделения управляющего напряжения используется

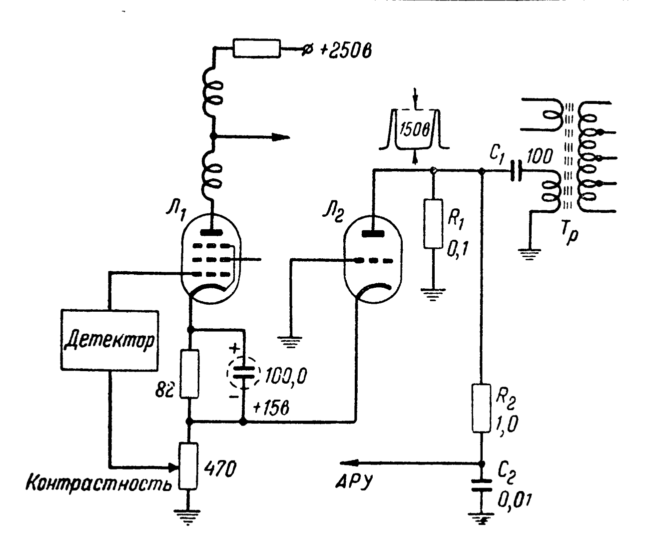


Рис. 17-27. Схема ключевой АРУ.

отдельный детектор *Д*, нагрузочная цепь которого должна иметь достаточно большую постоянную времени. Эта постоянная времени должна быть такова, чтобы конденсатор C_1, зарядившийся до значения, соответствующего максимальной амплитуде сигнала (уровень синхроимпульса), успевал разрядиться через сопротивление R_1 за время передачи строки (64 *мксек*) не ниже, чем до уровня гасящего импульса. При этом напряжение, выделяющееся на сопротивлении R_1, не будет зависеть от сигнала изображения. Практически постоянная времени $T_1 = R_1C_1$ берется около 150 *мксек*.

К недостаткам этой схемы относится низкое входное сопротивление пикового детектора (вследствие этого строчные синхроимпульсы в сигнале, поступающем на видеоусилитель, оказываются уменьшенными по амплитуде), а также необходимость в большой постоянной времени фильтрующей цепи $T_2 = R_2C_2$. Управляющее напряжение, снимаемое с нагрузки детектора, оказывается промодулированным кадровой частотой, так как во время прохождения длительного кадрового импульса заряд конденсатора C_1 поддерживается на наибольшем уровне. Постоянная времени цепи R_2C_2 выбирается обычно в пределах 2—5 *сек*, чем и определяется замедленность действия такой системы АРУ.

Наиболее совершенными в настоящее время являются так называемые ключевые или стробируемые схемы АРУ. Типовая схема ключевой системы АРУ показана на рис. 17-27. Здесь управляющее напряжение вырабатывается за счет выпрямления импульсного напряжения, снимаемого с обмотки выходного трансформатора строчной развертки *Тр*. Выпрямление производится лампой $Л_2$, которая работает как диод. При отсутствии сигнала лампа $Л_2$, заперта большим отрицательным напряжением на управляющей сетке. Она отпирается в моменты прохождения строчных гасящих импульсов, поступающих на ее катод с катодного выхода лампы $Л_1$ видеоусилителя. Эти импульсы совпадают во времени с импульсами обратного хода строчной развертки, поступающими на анод лампы $Л_2$. При этом выпрямленное отрицательное напряжение на аноде лампы $Л_2$ оказывается пропорциональным амплитуде гасящих импульсов и не зависит от значения, которое имеет сигнал в промежутках между гасящими импульсами. В этой схеме постоянные времени фильтра R_2C_2 и цепи R_1C_1 могут быть взяты достаточно малыми (100—1 000 *мксек*), что обеспечивает быстродействие схемы АРУ.

Ключевая схема АРУ хорошо сочетается с ручной регулировкой контрастности, которая может быть выполнена таким образом, чтобы обеспечить одновременно с желаемым изменением контрастности и автоматическую регулировку яркости. Схема на рис. 17-27 выполнена с учетом такого действия. Здесь регулятор контрастности изменяет величину отрицательного смещения лампы $Л_2$ видеоусилителя. При этом изменяется величина напряжения на аноде лампы $Л_1$, что приводит к изменению яркости изображения. Одновременно изменяется величина напряжения смещения на лампе $Л_2$ и величина напряжения на ее аноде, т. е. управляющего напряжения АРУ. Этим и осуществляется изменение контрастности.

УПЧ, частотный детектор и УНЧ канала звукового сопровождения

Сигнал разностной частоты 6,5 *Мгц*, используемый в качестве промежуточной частоты звукового сопровождения, может быть выделен непосредственно после видеодетектора (рис. 17-28, *а*) или же снят с анода видеоусили-

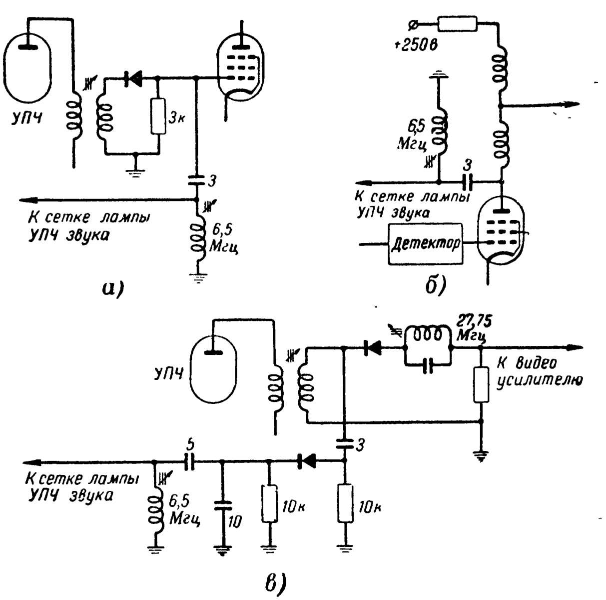


Рис. 17-28. Схемы выделения сигнала на промежуточной частоте звука.

теля (рис. 17-28, *б*). Последний вариант выгоден тем, что сигнал получается уже несколько усиленным. Однако при этом в звуковом канале при большой контрастности изображения появляются помехи. В наиболее совершенных моделях телевизоров для выделения разностной частоты используется отдельный детектор (рис. 17-28, *в*).

УПЧ звука обычно имеет один или два каскада. Вследствие малой селективности однокаскадного усилителя возможно проникновение помех со стороны канала изображения, причиной которых являются биения различных составляющих сигнала изображения. Кроме того, однокаскадный усилитель не обеспечивает достаточного запаса по усилению.

От УПЧ канала звука требуется достаточно большая ширина полосы частот, которая должна составлять не менее 150—200 *кгц* на уровне 3 *дб*. В однокаскадном усилителе это легко достигается при использовании одного контура с добротностью порядка 40 (рис. 17-29,*а*). В двухкаскадных же усилителях (рис. 17-29, *б*) необходимо применение полосового фильтра.

В качестве частотного детектора в телевизионных приемниках используются схемы дискриминатора (рис. 17-30, *а*), детектора отношений или так называемого дробного детектора (рис. 17-30, *б*) и синхронного детектора (рис 17-30, *в*). Чаще всего в телевизорах используются

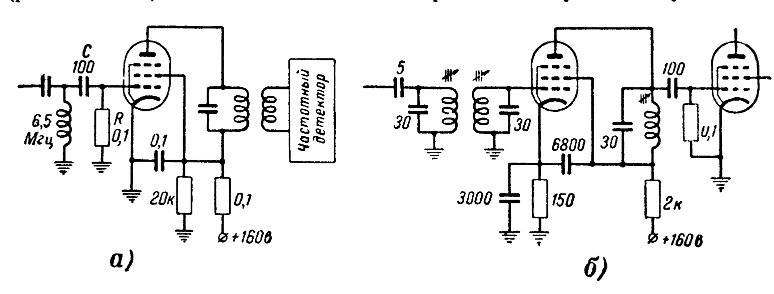


Рис. 17-29. Схемы УПЧ звука.

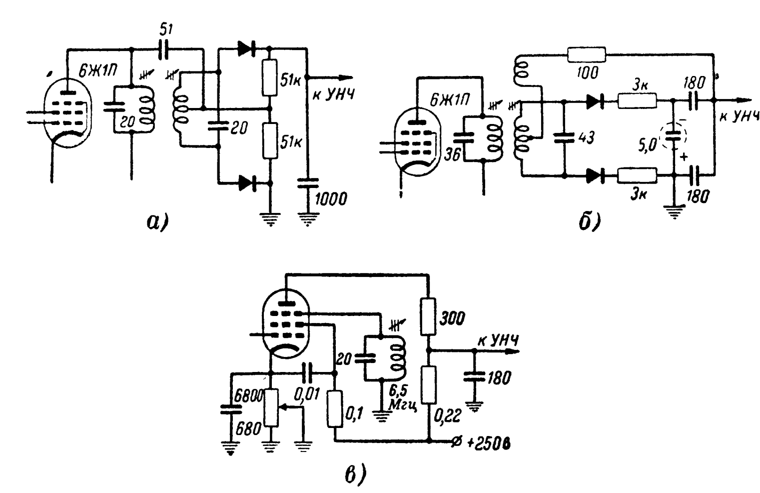


Рис. 17-30. Схемы частотных детекторов.

детекторы отношений, обеспечивающие хорошее подавление паразитной амплитудной модуляции. Синхронный детектор также позволяет получить большое подавление амплитудной модуляции, но хорошо работает лишь при больших сигналах. При этом напряжение звуковой частоты на выходе синхронного детектора может быть получено до 5—10 *в*. Это позволяет обойтись в усилителе низкой частоты одним каскадом усиления, но требует лишнего

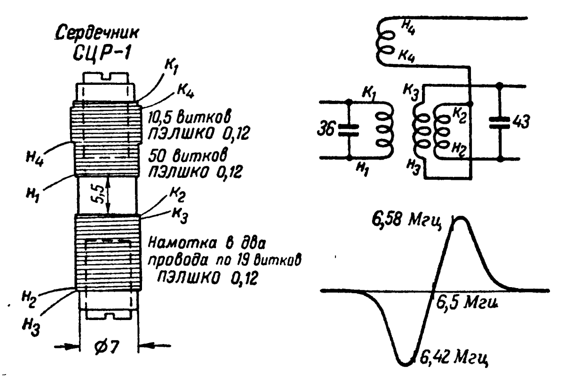


Рис. 17-31. Контур детектора отношений.

каскада в УПЧ. Синхронный детектор требует применения специальных ламп (подходящей является лампа типа 6А3П).

Детектор отношений требует высокой добротности контура и тщательного подбора связи. Кроме того, требуется большая однородность характеристик диодов. При применении в детекторе отношений полупроводниковых диодов последовательно с ними включаются сопротивления, в несколько раз превышающие прямое сопротивление диодов, благодаря чему разброс параметров диода становится несущественным.

На рис. 17-31 приведены данные типового контура для детектора отношений по схеме на рис. 17-30, *б*. Такой детектор обеспечивает выходное напряжение звуковой частоты при девиации подводимого сигнала ± 50 *кгц* не менее 0,5 *в* и подавление амплитудной модуляции не менее, чем на 40 *дб*. Один из каскадов УПЧ звука (перед детектором) работает в режиме ограничения с низким экранным напряжением и с разделительным конденсатором C и сопротивлением R в цепи управляющей сетки (рис. 17-30, *а*) Отрицательное напряжение на сетке лампы получается за счет сеточного тока и зависит от амплитуды сигнала.

Постоянная времени RC выбирается такой, чтобы напряжение смещения успевало следовать за изменениями сигнала, обусловленными наличием паразитной амплитудной модуляции (обычно выбирается постоянная времени около 10 *мксек*). На выходе ограничителя получается сигнал, в значительной мере свободный от паразитной амплитудной модуляции.

При использовании в качестве частотного детектора обычного дискриминатора к каскаду ограничения предъявляются высокие требования. Ограничение сигнала в таком каскаде должно наступать при амплитуде сигнала на сетке около 1 *в*, что соответствует для лампы типа 6Ж1П напряжению на экранирующей сетке 15—20 *в*.

При применении детектора отношений ограничитель может работать при большем экранном напряжении, так как детектор отношений обеспечивает высокую степень подавления амплитудной модуляции. При напряжении на экранирующей сетке ограничителя около 50—70 *в* лампа ограничителя дает достаточно большое усиление и обеспечивает необходимое ограничение сигнала на выходе.

При применении в тракте УПЧ синхронного детектора каскад, работающий в режиме ограничения, может отсутствовать.

С целью подавления шумов стандартом предусмотрено предыскажение сигнала в передатчике, заключающееся в подъеме частотной характеристики в области высоких частот путем использования цепочки RC с постоянной времени порядка 50 *мксек*.

В связи с этим после частотного детектора в телевизоре перед входом УНЧ включается цепь, дающая соответствующий завал частотной характеристики в области высоких частот. Эта цепь (рис. 17-32) состоит из сопротивления R (в мегомах) и конденсатора C (в пикофарадах). Постоянная времени этой цепи $RC \approx 50$ *мксек*. На рис. 17-32 показаны частотные характеристики, соответствующие каскаду предыскажения и корректирующей их цепи с постоянной времени 50 *мксек*.

Иногда цепь RC рассчитывается на меньшую постоянную времени с тем, чтобы заведомо иметь избыточный

уровень высоких частот в звуковом канале, который может регулироваться регулятором тембра УНЧ.

Усилители низкой частоты в телевизионных приемниках строятся по таким же схемам, как и для радиовещательных приемников. Ввиду широкой полосы передаваемых частот целесообразно применять высококачественные широкополосные усилители. Предпочтительно применение клавишных переключателей тембра.

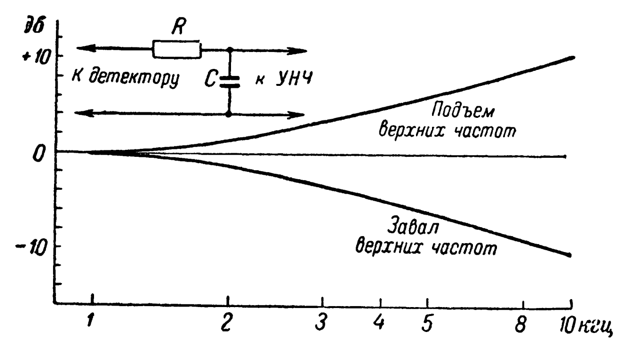


Рис. 17-32. Характеристика корректирующей цепи.

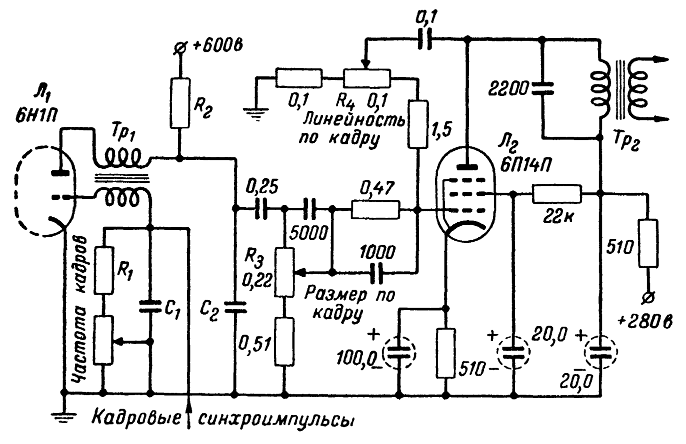


Рис. 17-33. Схема цепей кадровой развертки.

Схемы кадровой и строчной развертки

Для осуществления отклонения луча в горизонтальной и вертикальной плоскостях используется отклоняющая система, которая состоит из двух пар катушек, надеваемых на горловину кинескопа. Через катушки строчной развертки проходит ток пилообразной формы с частотой строк (15 625 *гц*), а через катушки кадровой развертки — ток пилообразной формы с частотой 50 *гц*.

Для генерирования и формирования пилообразных токов строчной и кадровой частот в телевизорах применяются специальные задающие генераторы и мощные усилительные каскады.

В качестве задающего генератора кадровой частоты обычно используется блокинг-генератор (рис. 17-33). Последний представляет собой каскад на триоде $Л_1$ с сильной положительной обратной связью, осуществляемой через трансформатор $Тр_1$. Этот каскад способен генерировать синусоидальные колебания с частотой, соответствующей резонансной частоте обмотки трансформатора, однако за счет сильной связи в начале процесса генерации происходит запирание лампы $Л_1$ вследствие заряда конденсатора C_1 сеточным током лампы. После запирания лампы $Л_1$ конденсатор C_1 разряжается через сопротивление R_1 и по достижении на сетке лампы потенциала, соответствующего порогу ее отпирания, процесс повторяется. При этом на аноде лампы получаются импульсы напряжения с частотой, определяемой постоянной времени R_1C_1.

В цепь управляющей сетки лампы блокинг-генератора вводятся кадровые синхронизирующие импульсы. Регулировкой ручки «частота кадров» добиваются того, что блокинг-генератор как бы «захватывается» синхроимпульсами и начинает работать на частоте синхроимпульсов. Этим и достигается синхронизация кадровой развертки передающей и приемной трубок.

Для формирования пилообразного напряжения служит цепь R_2C_2. Напряжение с конденсатора C_2 через потенциометр регулировки амплитуды R_3 подается на сетку лампы $Л_2$ мощного усилительного каскада, в анодную цепь которой включен выходной согласующий трансформатор $Тр_2$.

Выходной каскад работает аналогично каскаду усиления мощности звуковой частоты. Для сохранения на выходе правильного пилообразного тока усилитель должен иметь линейную амплитудную характеристику и относительно широкую полосу пропускаемых частот, рассчитанную на пропускание по крайней мере первых 15 гармоник основной частоты. Для улучшения амплитудной и частотной характеристик применяются различные корректирующие схемы в цепи сетки лампы, а также в цепи отрицательной обратной связи.

На рис. 17-33 приведена типовая схема кадровой развертки с корректирующими цепями. Здесь основная коррекция (так называемая линеаризация) осуществляется за счет отрицательной обратной связи, напряжение для которой берется с анода лампы $Л_2$ и регулируется переменным сопротивлением R_4.

При наладке кадровой развертки следует иметь в виду, что при недостаточном усилении на низких частотах форма пилообразного тока искажается так, что это приводит к сжатию изображения в нижней его части. При завале высоких частот сжимается верхняя часть изображения. Линейность рабочей части характеристики лампы также влияет на линейность развертки, поэтому режим выходной лампы бывает весьма критичным. Типовые режимы ламп, применяемых в выходном каскаде кадровой развертки, указаны в табл. 17-3.

В качестве задающего генератора строчной частоты наряду с блокинг-генератором, аналогичным кадровому, часто применяется мультивибратор, обычно собираемый на двойном триоде.

Таблица 17-3

Режимы ламп выходного каскада кадровой развертки

Тип лампы	Напряжение на аноде, *в*	Напряжение на экранирующей сетке, *в*	Напряжение смещения, *в*	Сопротивление анодной нагрузки, *ком*
6П1П	+280	+200	—15	5,5
6П14П	+280	+200	—9	5,5
6П18П	+280	+200	—9	5,5

На рис. 17-34 показана схема генератора строчной развертки с мультивибратором. Для стабилизации генерируемой частоты в анодную цепь одного из триодов включается контур, настроенный на строчную частоту. На управляющую сетку лампы $Л_1$ подается напряжение

из цепи синхронизации, под воздействием которого частота строчной развертки становится в точности равной частоте строчной развертки передающей трубки.

На выходе задающего генератора при помощи зарядной цепи *RC* формируется импульсный сигнал, форма

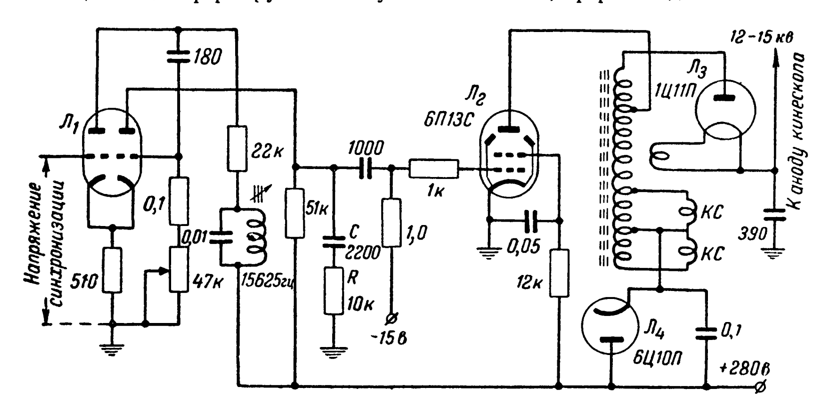


Рис. 17-34. Схема мультивибратора и выходного каскада строчной развертки.

которого показана на рис. 17-35, *а*. Этот сигнал через разделительный конденсатор подается на сетку мощной выходной лампы $Л_2$. В анодную цепь этой лампы включается специальный импульсный выходной трансформатор *Тр* (чаще автотрансформатор) с ферритовым сердечником.

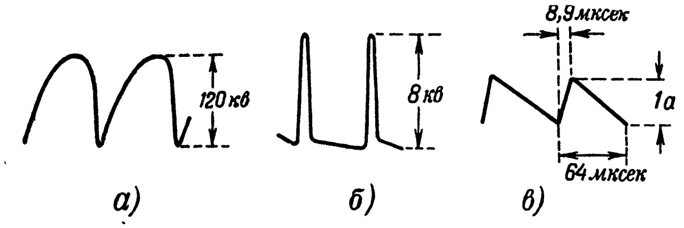


Рис. 17-35. Формы кривых в цепях строчной развертки.

К части обмотки выходного трансформатора подключаются строчные катушки *КС* отклоняющей системы, представляющие собой для данной частоты индуктивную нагрузку. Так как в анодную цепь выходной лампы включено индуктивное сопротивление, то при напряжении на аноде лампы, форма которого показана рис. 17-35, *б*, ток в катушках имеет пилообразную форму, показанную на рис. 17-35, *в*.

Как видно из рис. 17-35, *б*, во время «обратного хода» импульсы положительного напряжения на аноде лампы $Л_2$ достигают большой величины, намного превышая напряжение анодного питания. Поэтому выходные лампы схемы строчной развертки должны иметь специальную конструкцию, обеспечивающую высокую прочность изоляции электродов. Для получения большого размаха импульса на строчном трансформаторе наматывается еще одна катушка, являющаяся продолжением основной (анодной) катушки. Напряжение на этой катушке достигает величины нескольких киловольт и после выпрямления его специальным высоковольтным кенотроном служит источником высокого напряжения для питания анода кинескопа.

Для демпфирования колебательного процесса в строчном трансформаторе часть его витков шунтируется так называемым **демпферным кенотроном**, включаемым последовательно с конденсатором. На этом конденсаторе выделяется напряжение (обычно порядка сотен вольт), которое фактически добавляется к напряжению источника питания («вольтодобавка» или «подпитка»).

Типовые режимы выходных ламп схемы строчной развертки указаны в табл. 17-4.

Смещение на сетке выходной лампы обычно устанавливается за счет сеточного тока при наличии сигнала раскачки. Для предохранения лампы от чрезмерного тока при отсутствии раскачки часто на сетку задается начальное смещение (обычно меньшее, чем амплитуда раскачки). При доведении напряжения смещения до величины, приближающейся к амплитуде раскачки, им можно изменять мощность сигнала на выходе и тем самым регулировать размер изображения по горизонтали, а также и высокое напряжение. Это обстоятельство используется в схемах автоматической стабилизации.

Для получения высокого напряжения — больше 15 *кв* иногда используются схемы умножения. На рис. 17-36 показана такая схема, позволяющая получить с унифицированным строчным трансформатором типа ТВС-Б и лампой типа 6П13С напряжение 25 *кв*. В этой схеме используется три высоковольтных кенотрона. Последние питаются

Таблица 17-4

Режимы выходных ламп схемы строчной развертки

Типы лампы	Назначение	Напряжение источника питания, *в*	Напряжение с подпиткой, *в*	Экранное напряжение, *в*	Ток катода, *ма*	Высокое напряжение, *кв*
6П13С	Для телевизоров с кинескопом 35, 43 и 53 *см* с углом отклонения луча 70°	250—300	500—600	100—110	70—90	11—15
6П31С	Для телевизоров с кинескопом 43 и 53 *см* с углом отклонения луча 110°	280—300	600—700	120—140	90—120	13—16
6П20С	Для цветных телевизоров	400	800—900	140—160	160—200	20—25

по накалу от специальных обмоток на строчном трансформаторе (1—3 витка).

Используются следующие варианты подключения отклоняющих катушек к трансформатору: 1) обе катушки соединяются последовательно и подключаются к соответствующим отводам трансформатора крайними концами; 2) катушки соединяются так же, но подключаются к трем отводам трансформатора (кроме крайних концов, еще

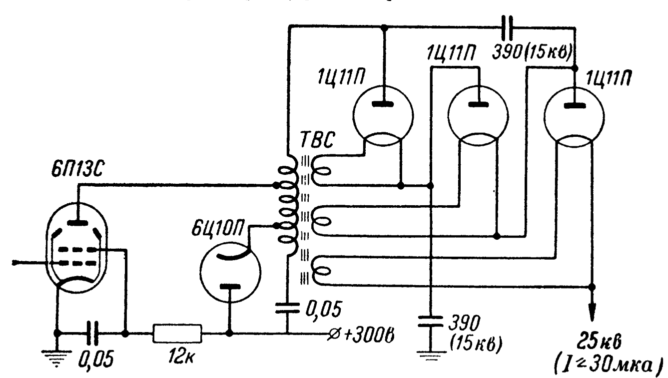


Рис. 17-36. Схема умножения высокого напряжения.

и средней точкой); 3) катушки соединяются параллельно и подключаются к двум отводам трансформатора. Первый способ имеет недостаток, связанный с тем, что в отклоняющей системе появляется межсекционный колебательный процесс, вызывающий появление вертикальных полос на экране телевизора.

Выходной каскад строчной развертки (особенно выходной трансформатор) и отклоняющая система являются источником помех, мешающих радиоприему в диапазоне длинных и средних волн, поэтому они экранируются с помощью металлических кожухов. При отсутствии возможности экранирования отклоняющих систем применяется симметричное их включение.

Линейность строчной развертки (правильная форма пилообразного тока) обеспечивается при высокой добротности строчного трансформатора и отклоняющих катушек. Для обеспечения высокой добротности в отклоняющих системах, так же как и в строчных трансформаторах, используется ферритовый магнитопровод. Без применения специальной линеаризации нелинейность строчной развертки достигает 12—18%. Это выражается в растянутости левого края изображения.

Наиболее эффективным способом линеаризации является включение последовательно с отклоняющими катушками катушки с «нелинейной» индуктивностью. Такая катушка наматывается на тонком (сечением 3—5 *мм*²) ферритовом сердечнике, располагаемом рядом с постоянным магнитом. Действие такой катушки основано на том, что ее индуктивность меняется в зависимости от направления тока. Это происходит потому, что при одном направлении тока сердечник намагничивается суммарным магнитным потоком от постоянного магнита и от тока, протекающего через катушку, а при другом направлении тока эти магнитные потоки взаимно компенсируются.

Расчет отклоняющей системы

Необходимые для отклонения луча ампервитки отклоняющих катушек могут быть определены из следующих выражений: для строчных катушек

$$AW = 3{,}5\,\frac{dh_{\text{г}}}{Hl}\sqrt{U_{\text{а}}};$$

для кадровых катушек

$$AW = 3{,}5\,\frac{(d+2c)h_{\text{в}}}{Hl}\sqrt{U_{\text{а}}},$$

где d — диаметр горловины трубки;
c — толщина строчных катушек;
$h_{\text{г}}$, $h_{\text{в}}$ — размер растра соответственно по горизонтали и вертикали;
H — размер катушек вдоль горловины трубки;
l — расстояние от центра катушек до экрана трубки;
$U_{\text{а}}$ — напряжение на ускоряющем аноде трубки.

Система синхронизации

Для синхронизации задающих генераторов кадровой и строчной разверток строчные и кадровые синхроимпульсы, включенные в состав полного телевизионного сигнала, прежде всего должны быть отделены от сигнала изображения и друг от друга. Для этой цели применяется каскад на триоде или пентоде, работающий в режиме ограничения.

На рис. 17-37, *а* показана схема отделителя (селектора) синхроимпульсов, а рис. 17-37, *б* поясняет его действие.

Напряжение синхросигнала, получающееся на аноде лампы селектора, необходимо разделить на сигналы строчной и кадровой синхронизации. Благодаря большой разнице частот и длительностей импульсов это осуществляется при помощи несложных цепей: сигнал для кадровой синхронизации проходит через интегрирующую цепь $R_1C_1R_2C_2$, а сигнал строчной синхронизации дифференцируется цепью C_3R_3. На выходе этих цепей выделяются строчные и кадровые синхроимпульсы.

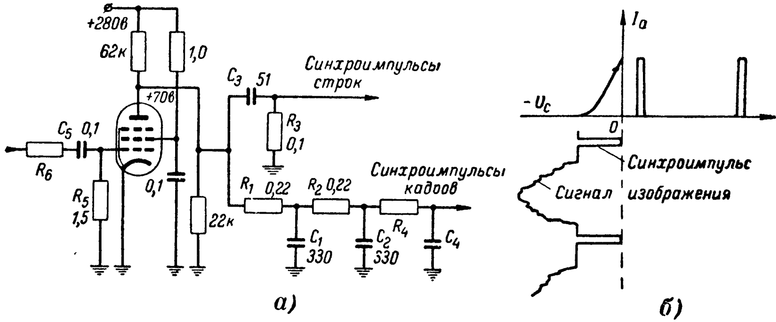


Рис. 17-37. Амплитудный селектор.

Кадровая синхронизация обычно осуществляется введением кадрового синхросигнала в цепь сетки лампы задающего генератора. В зависимости от полярности синхронизирующий сигнал подается на сетку лампы блокинг-генератора (при положительной полярности) или на ее анод (при отрицательной полярности).

Осуществление строчной синхронизации возможно двумя способами: 1) подачей синхросигнала в цепь сетки лампы задающего генератора (импульсная или безынерционная синхронизация); 2) подачей на сетку лампы задающего генератора управляющего напряжения, вырабатываемого специальной схемой сравнения (инерционная синхронизация или автоподстройка). Импульсная синхронизация применялась в старых моделях телевизоров, имею-

щих малую чувствительность (в настоящее время вытеснена инерционной).

Основным недостатком импульсной синхронизации является то, что различные дефекты синхросигнала (например, накладывающееся на него напряжение помех или собственных шумов приемника) приводят к тому, что строки изображения оказываются несколько сдвинутыми по отношению друг к другу. Инерционная синхронизация свободна от этого недостатка и поэтому позволяет реализовать высокую чувствительность современных телевизоров даже в тех случаях, когда отношение сигнал/шум составляет менее 20 *дб*.

Рис. 17-38. Схема АПЧ строчной развертки.

Для автоматической подстройки частоты (АПЧ) строчной развертки применяются схемы сравнения. Последние обычно выполняются в виде варианта схемы балансного детектора, на который подаются два сравниваемых сигнала синхросигнал и импульсный сигнал, снимаемый с обмотки выходного строчного трансформатора *Тр*. При совпадении фаз этих сигналов напряжение на выходе детектора равно нулю. При расхождении фаз на выходе детектора появляется напряжение того или иного знака. Типовая схема АПЧ строчной развертки показана на рис. 17-38. Регулирующее напряжение подается на сетку лампы задающего генератора и воздействует на его частоту. Сопротивление *R* служит для установки нулевого потенциала между точками *А* и *Б* при номинальной частоте.

Основные узлы строчной и кадровой разверток для кинескопов с углом отклонения луча 70° в настоящее время являются унифицированными и применяются во всех телевизорах, выпускаемых промышленностью. Основные данные этих узлов, приведены в табл. 17-5.

Унифицированные узлы развертки для телевизоров с кинескопами, имеющими угол отклонения луча 110°,

Таблица 17-5

Данные основных узлов блока развертки

Наименование узла	Сердечник	Обозначение концов обмотки на планках или разъемах	Число витков	Провод
Автотрансформатор строчный ТВС-А и ТВС-Б	Ферритовый П-образный, сечение 15 × 15 *мм*	1—2 1—3 1—4 1—6 6—7	30 112,5 225 900 800	ПЭЛ 0,25 ПЭЛ 0,25 ПЭЛ 0,25 ПЭЛ 0,25 ПЭЛШКО 0,12
Трансформатор выходной кадров ТВК	Стальной УШ-16, сечение 16 × 32*мм*, сборка в стык	1—2 3—4	3 000 140	ПЭЛ 0,12 ПЭЛ 0,47
Трансформатор блокинг-генератора кадров	Стальной Ш-12, сечение 12 × 12 *мм*, сборка вперекрышку	красный — зеленый синий — черный	1 500 3 000	ПЭЛ 0,08 ПЭЛ 0,08
Трансформатор блокинг-генератора строк	Стальной, сечение 0,6× 10 *мм*	сеточная анодная	150 150	ПЭЛ 0,2 ПЭЛ 0,2
Регулятор размера строк	Ферритовый цилиндрический, диаметр 10, длина 30 *мм*	1—2	290	ПЭВ 0,31
Отклоняющая система	Ферритовый кольцевой, сечение 10 × 40 *мм*	3—4 строчный 4—5 строчный 6—7 кадровый 7—8 кадровый	225 225 170 170	ПЭВ 0,35 ПЭВ 0,35 ПЭВ 0,44 ПЭВ 0,44

в настоящее время находятся в стадии разработки. Основной особенностью узлов развертки таких кинескопов является особая форма отклоняющих катушек, далеко заходящих на конусную часть кинескопа.

Расчет амплитудного селектора

В селекторе на усилительной лампе с автоматическим смещением за счет токов сетки (рис. 17-37,*а*) рассчитывается постоянная времени R_5C_5. Величина R_5 определяется выражением

$$R_5 = 40\,(R + R_i),$$

где R — суммарное сопротивление, включающее в себя сопротивление R_6 и выходное сопротивление каскада, с которого подается телевизионный сигнал на амплитудный селектор;

R_i — сопротивление участка сетка — катод лампы селектора при наличии сеточного тока.

Расчет цепей, разделяющих строчные и кадровые синхронизирующие импульсы

Для выделения строчных синхроимпульсов используется дифференцирующая цепь (R_3C_3 на рис. 37, *а*). Элементы дифференцирующей цепи могут быть определены из выражения

$$R_3C_3 = 0{,}017\ T_c,$$

где T_c — длительность периода строчной развертки.

Для выделения кадровых синхроимпульсов используется многозвенный фильтр из интегрирующих цепочек (рис. 37, *а*). Элементы фильтра могут быть рассчитаны исходя из следующих выражений:

$$C_1R_1 = 0{,}25T_c;\ C_2R_2 = 0{,}33C_1R_1;\ C_4R_4 = 0{,}17C_1R_1.$$

17-10. НОВЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ В РАЗРАБОТКЕ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ СХЕМ

Дальнейшее совершенствование современных телевизоров с черно-белым изображением направлено в сторону повышения стабильности параметров и применения автоматически действующих регулировок. Широкое распространение получают схемы автоподстройки частоты гетеродина, стабилизации вертикального и горизонтального размеров изображения, автоматической регулировки контрастности и яркости в зависимости от освещенности помещения и ряд других схем, повышающих удобства пользования телевизорами.

Наиболее распространенной схемой АПЧ гетеродина является схема с реактивным диодом, включаемым параллельно контуру гетеродина и управляемым напряжением от частотного дискриминатора, настроенного на промежуточную частоту изображения (рис. 17-39).

На рис. 17-40 приведена схема автоматической регулировки контрастности. Фотосопротивление *ФС* монтируется так, чтобы оно хорошо засвечивалось внешним светом, но чтобы при этом свет от кинескопа на него не попадал. Наиболее подходящим для этой схемы является фотосопротивление типа ФС-К0.

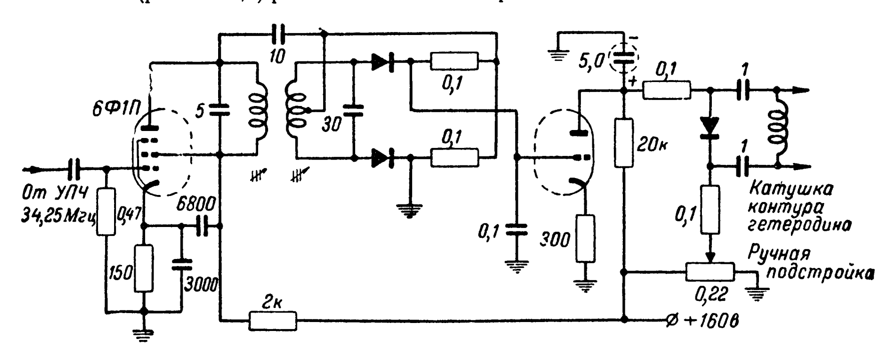


Рис. 17-39. Схема АПЧ гетеродина.

Автоматическая стабилизация горизонтального размера изображения и высокого напряжения с помощью нелинейного сопротивления (так называемого варистора) приведена на схеме рис. 17-41. На варисторе, являющемся нелинейным элементом, происходит выпрямление импульсного напряжения, снимаемого с обмотки выходного строчного трансформатора. Выпрямленное напряжение в отрицательной полярности подается на сетку выходной лампы.

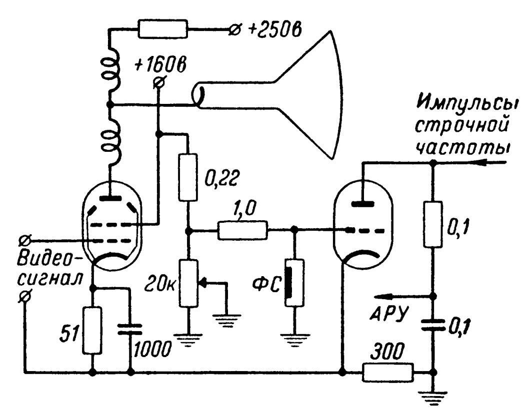


Рис. 17-40. Схема автоматической регулировки контрастности.

На подобном же принципе основано действие схемы на рис. 17-42, предназначенной для стабилизации размера по вертикали. Здесь с помощью двух нелинейных сопротивлений регулируется напряжение анодного питания блокинг-генератора кадровой частоты.

На рис. 17-43 показана другая схема стабилизации вертикального размера. В этой схеме применяется отрицательная обратная связь по току. Напряжение обратной связи снимается с небольшого (2—3 *ом*) сопротивления, включаемого последовательно с отклоняющими катушками, и усиливается дополнительной лампой.

В связи с наличием в городах большого количества источников импульсных радиопомех большое распространение получили помехоустойчивые схемы синхронизации.

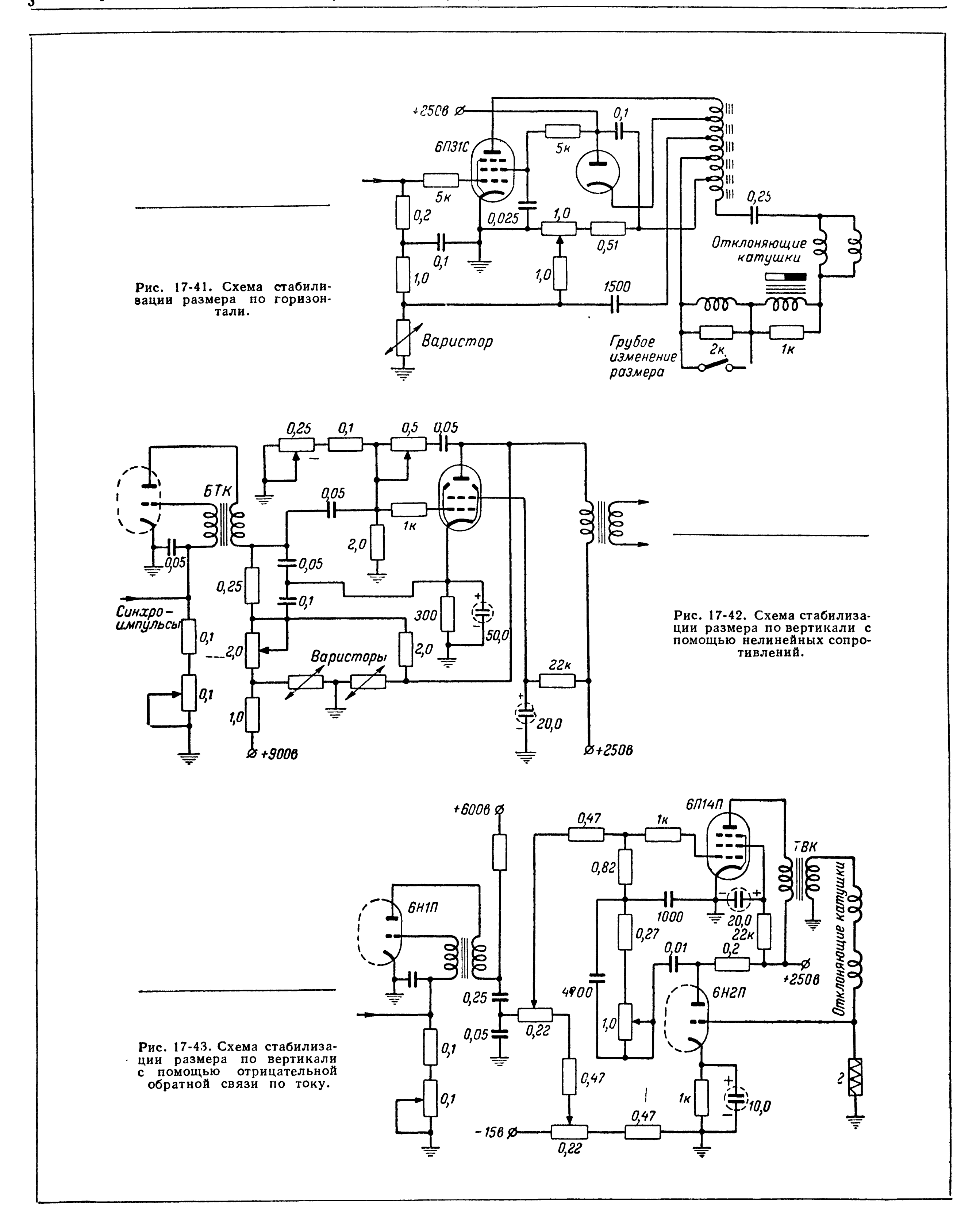


Рис. 17-41. Схема стабилизации размера по горизонтали.

Рис. 17-42. Схема стабилизации размера по вертикали с помощью нелинейных сопротивлений.

Рис. 17-43. Схема стабилизации размера по вертикали с помощью отрицательной обратной связи по току.

К их числу прежде всего относится помехоустойчивый селектор. В обычных схемах при прохождении помехи, превышающей по амплитуде полезный сигнал, происходит заряд разделительного конденсатора в сеточной цепи лампы селектора и после прекращения действия помехи лампа в течение некоторого времени остается запертой. При этом происходит нарушение синхронизации. В связи с этим получили распространение схемы, устраняющие последействие помехи. На рис. 17-44 приведена схема такого селектора на гептоде. При прохождении сильной помехи гептод запирается по первой сетке, поэтому сеточный ток третьей сетки в этот момент отсутствует и заряда разделительного конденсатора C до уровня помехи не происходит. По окончании помехи схема работает нормально.

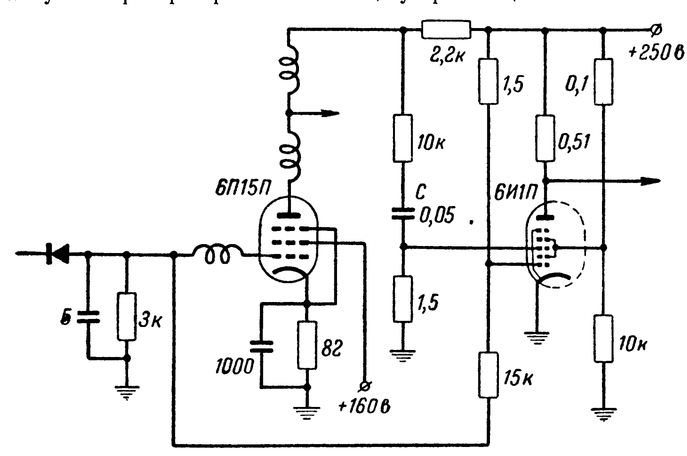


Рис. 17-44. Схема помехоустойчивого амплитудного селектора.

17-11. ПРОЕКЦИОННЫЕ ТЕЛЕВИЗОРЫ

Для получения больших размеров изображения, необходимых для телевизионных установок коллективного пользования, применяются оптические системы, проектирующие изображение, получаемое на экране кинескопа, на большой экран.

Для получения удовлетворительной яркости изображения на большом экране необходимо применение светосильной оптики и кинескопов с очень ярким свечением. С этой же целью используются зрительные экраны направленного действия, обладающие коэффициентом яркости около 5—8.

В качестве объектива, обладающего большой светосилой, преимущественное распространение получил зеркально-линзовый объектив. На рис. 17-45 показана схема оптической системы этого вида, применяемая для кинескопов типа 6ЛК1Б. Такая система имеет фокусное расстояние 10 *см* и относительное отверстие 1 : 0,9, она обеспечивает получение изображения размером 0,9 × × 1,2 *м* с яркостью, достаточной для пользования телевизором в затемненном помещении.

Специфическими элементами проекционного телевизора, кроме оптической системы, являются стабилизированный источник высокого напряжения (25 *кв*), обладающий низким внутренним сопротивлением, схема питания катушки магнитной фокусировки луча, которая требует высокого постоянства тока, а также схема защиты кинескопа от прожога экрана при прекращении развертки.

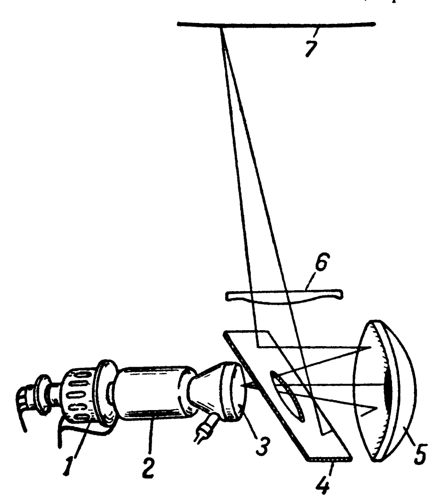


Рис. 17-45. Схема зеркально-линзового объектива.

1 — фокусирующая катушка; *2* — отклоняющая система; *3* — светящаяся точка на экране приемной трубки; *4* — плоское зеркало; *5* — сферическое зеркало; *6* — корректирующая линза; *7* — экран.

17-12. ПРИМЕР ПОСТРОЕНИЯ СХЕМЫ ТЕЛЕВИЗИОННОГО ПРИЕМНИКА

В качестве примера рассмотрим функциональную схему телевизора «Рубин-102» (рис. 17-46).

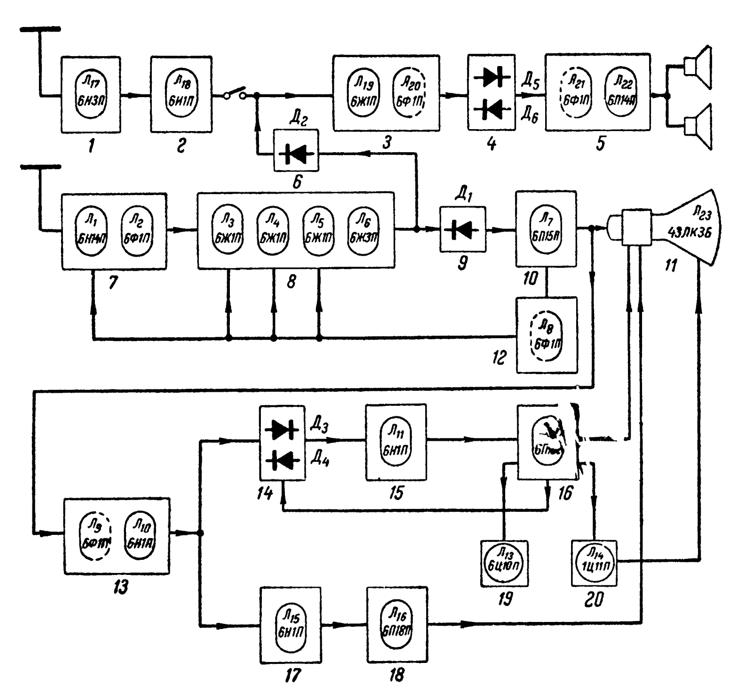


Рис. 17-46. Функциональная схема телевизора «Рубин-102».

1 — УКВ ЧМ блок; *2* — преобразователь; *3* — УПЧ звука; *4* — частотный детектор; *5* — УНЧ; *6* — демодулятор; *7* — блок ПТК; *8* — УПЧ видеоканала; *9* — видеодетектор; *10* — видеоусилитель; *11* — кинескоп; *12* — АРУ; *13* — амплитудный селектор; *14* — фазовый детектор; *15* — генератор строчной развертки; *16* — выходной каскад строчной развертки; *17* — генератор кадровой развертки; *18* — выходной каскад кадровой развертки; *19* — демпфер; *20* — высоковольтный выпрямитель.

Входной частью приемного устройства является унифицированный обособленный блок ПТК (переключатель телевизионных каналов), в состав которого входят усилитель высокой частоты (двойной триод $Л_1$), односеточный преобразователь (триодная часть $Л_2$) и гетеродин (пентодная часть $Л_2$). В блоке ПТК осуществляется усиление сигналов, поступающих от антенны, и преобразование их в сигналы промежуточной частоты. В блоке имеется переключатель каналов барабанного типа. С выхода блока сигналы поступают на вход четырехкаскадного усилителя промежуточной частоты (пентоды $Л_3$ — $Л_6$).

В усилителе промежуточной частоты (УПЧ) используется Т-образный фильтр и три одиночных контура. Средняя промежуточная частота сигналов изображения составляет 34,25 *Мгц*. Усилитель обеспечивает полосу пропускания, равную 5,25 *Мгц* при ослаблении сигналов промежуточной частоты звукового канала на 35 *дб*, чем обеспечивается хорошее подавление модуляции звука в канале сигналов изображения и вместе с тем достаточное напряжение сигналов промежуточной частоты звукового сопровождения на входе УПЧ звукового канала. Полоса пропускания УПЧ регулируется в области высоких частот. За счет этого осуществляется коррекция четкости изображения.

Сигналы промежуточной частоты изображения поступают на видеодетектор (полупроводниковый диод $Д_1$). С нагрузки видеодетектора сигнал изображения подается на видеоусилитель (пентод $Л_7$). Фазочастотная характеристика корректируется с помощью дросселей. Регулировка контрастности изображения (регулировка усиления приемника) осуществляется за счет изменения величины отрицательной обратной связи в видеоусилителе с помощью потенциометра, включенного в цепь катода лампы. Такая регулировка обеспечивает нужный диапазон изменения усиления (в 5—6 раз) без заметного искажения частотной характеристики видеоусилителя.

Выходные сигналы видеоусилителя прикладываются между управляющим электродом и катодом электроннолучевой трубки $Л_{23}$. Яркость свечения трубки регулируется потенциометром (с него постоянное напряжение подается на управляющий электрод трубки).

В канале изображения применена ключевая схема АРУ с задержкой, в которой используется пиковый детектор (триодная часть $Л_8$). Управляющее напряжение с него подается на первые три каскада УПЧ (пентоды $Л_3$ — $Л_5$) и в блок ПТК (двойной триод $Л_1$). Величина управляющего напряжения определяется уровнем строчных синхронизирующих импульсов. Постоянная времени пикового детектора, определяемая величиной элементов фильтрующей цепи, выбрана достаточно большой (2,5 *сек*), за счет чего существенно уменьшаются искажения формы полукадровых гасящих импульсов в каскадах УПЧ. Система АРУ заперта начальным отрицательным напряжением. Она вступает в действие, когда напряжение сигнала на входе приемника достигает 100 *мкв*.

Напряжение разностной частоты 6,5 *Мгц* с демодулятора (полупроводниковый диод $Д_2$) подается на вход усилителя промежуточной частоты канала звука. Сигналы частоты 6,5 *Мгц* усиливаются двумя каскадами усиления (пентод $Л_{19}$ и пентодная часть $Л_{20}$) и детектируются (полупроводниковые диоды $Д_5$ и $Д_6$). Выделенные сигналы звукового сопровождения поступают на усилитель низкой частоты (триодная часть $Л_{21}$ и лучевой тетрод $Л_{22}$).

На триодной части лампы $Л_{18}$ собран гетеродин, генерирующий напряжение частоты 39 *Мгц*, которое заменяет несущую изображения при приеме сигналов ЧМ радиостанций. При приеме телевизионных программ этот гетеродин выключается.

В схему кадровой развертки входит блокинг-генератор (триод лампы $Л_{15}$) и выходной каскад развертки (пентод $Л_{16}$) с трансформаторным выходом. Для обеспечения хорошей линейности развертки по кадрам в схеме выходного каскада применяется регулируемая отрицательная обратная связь. При изменении размера растра по вертикали одновременно изменяется и величина напряжения смещения на сетке выходной лампы кадровой развертки, что обеспечивает сохранение линейности развертки при изменении размера растра. В блоке кадровой развертки вырабатываются отрицательные импульсы, которые подаются на управляющий электрод трубки. За счет этого осуществляется независимое от принятого сигнала гашение луча в трубке при обратном ходе развертки по кадрам.

Схема строчной развертки включает в себя блокинг-генератор (триод лампы $Л_{11}$), выходной каскад с автотрансформаторным выходом (лучевой тетрод $Л_{12}$) и демпфирующий диод $Л_{13}$. В схеме используется выходной унифицированный автотрансформатор типа ТВС-Б с ферритовым сердечником. В выходном каскаде строчной развертки вырабатываются высокое напряжение для питания кинескопа (около 14 *кв*) и напряжение 600 *в*, используемое для фокусировки луча кинескопа.

Синхронизирующие импульсы выделяются из состава полного телевизионного сигнала с помощью амплитудного селектора (пентодная часть лампы $Л_9$ и триод лампы $Л_{10}$). Разделение кадровых и строчных синхроимпульсов производится с помощью интегрирующих и дифференцирующих цепочек. Кадровые синхроимпульсы выделяются с помощью интегрирующего фильтра, а строчные — с помощью дифференцирующей цепочки. В телевизоре «Рубин-102» применена инерционная система синхронизации строчной развертки, которая обеспечивает высокую помехоустойчивость синхронизации и тем самым позволяет увеличить чувствительность телевизора.

Схема автоматической подстройки частоты строк включает в себя фазовый детектор (полупроводниковые диоды $Д_3$ и $Д_4$) и усилитель постоянного тока (триод лампы $Л_{11}$). На фазовый детектор подаются пилообразные импульсы строчной частоты с генератора развертки и строчные синхроимпульсы с дифференцирующей цепочки. При совпадении фаз синхронизирующих и пилообразных импульсов результирующее напряжение на сопротивлениях нагрузки фазового детектора будет равно нулю. В случае же сдвига фаз между указанными импульсами появится напряжение рассогласования, которое будет характеризовать как величину, так и знак ухода частоты строчной развертки от частоты следования синхроимпульсов. Напряжение рассогласования усиливается усилителем постоянного тока, подается в сеточную цепь запускающего блокинг-генератора строк и корректирует его частоту. В цепи сетки усилителя постоянного тока применены фильтры с большой постоянной времени, за счет чего при кратковременном воздействии импульсных помех синхронизация не нарушается.

17-13. ПОМЕХИ ПРИЕМУ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ СИГНАЛОВ И БОРЬБА С НИМИ

Прием телевизионных передач часто сопровождается помехами, которые могут существенно исказить изображение.

Источниками помех обычно являются радиопередатчики, гетеродины приемников, медицинская высокочастотная аппаратура, системы зажигания поршневых двигателей, коллекторные электродвигатели и генераторы.

Кроме того, телевизионные изображения могут искажаться за счет достаточно интенсивных, отраженных от различных металлических строений (зданий, строительных кранов и т. д.) сигналов телецентра. Отраженные сигналы поступают на вход телевизионного приемника с некоторым запаздыванием относительно прямых сигналов. За счет этого на экране кинескопа образуется второе изображение,

сдвинутое относительно основного вдоль строк. Величина сдвига пропорциональна времени запаздывания отраженных сигналов по отношению к прямым сигналам. При значительной интенсивности отраженных сигналов контуры второго изображения затрудняют наблюдение основного изображения и ухудшают его качество.

Принимаемый телевизионный сигнал может существенно исказиться в результате перекрестной модуляции, возникающей вследствие нелинейности анодно-сеточной характеристики входной лампы телевизионного приемника при одновременном воздействии на управляющую сетку лампы полезных сигналов и помехи. Перекрестная модуляция проявляется в виде модуляции полезного сигнала помехой. При этом образуются комбинационные частоты, попадающие в полосу пропускания приемника. Степень искажения телевизионного сигнала за счет перекрестной модуляции пропорциональна квадрату напряжения помехи и не зависит от ее частоты. Путем выбора рабочей точки входной лампы на линейном участке анодно-сеточной характеристики и применения делителей напряжения, включаемых между антенной и входом приемника, искажения телевизионного сигнала за счет перекрестной модуляции могут быть существенно уменьшены.

Борьба с помехами ведется как в месте их возникновения, так и в месте приема.

Методы борьбы с помехами в местах их возникновения сводятся к устранению причин появления сигналов помех или к ослаблению интенсивности последних за счет установки различных фильтров и экранировки источников мешающих сигналов.

В местах приема для борьбы с помехами могут использоваться различные схемы, основанные на частотной, пространственной и амплитудной селекции. Так, например, помехи, частотный спектр которых совпадает со спектром телевизионного сигнала или же располагается вблизи него, могут быть ослаблены с помощью специальных помехоподавляющих фильтров.

При наличии в месте приема сильных отраженных сигналов применяются остронаправленные антенны, обеспечивающие пространственную селекцию принимаемых сигналов, за счет которой интенсивность отраженных сигналов существенно понижается.

Для ослабления помех, частотный спектр которых располагается вблизи спектра телевизионного сигнала (спектр сигнала помехи не попадает в полосу пропускания приемника), применяются так называемые помехозащитные фильтры, включаемые между антенным фидером и входом приемника.

Если низшая частота спектра помехи выше наибольшей частоты спектра телевизионного сигнала, то для подавления такой помехи применяются помехозащитные фильтры нижних частот (табл. 17-6 и 17-7). Если же высшая частота спектра помехи ниже наименьшей частоты спектра телевизионного сигнала, то в этом случае применяются фильтры верхних частот (табл. 17-8 и 17-9).

Фильтры, приведенные в табл. 17-6 и 17-7, рекомендуются при относительно слабом уровне принимаемого сигнала, а фильтры, приведенные в табл. 17-8 и 17-9, применяются при запасе контрастности изображения.

Таблица 17-6

Фильтр низших частот для ослабления помехи при слабом сигнале

Схема фильтра	Детали фильтра	Каналы				
		Первый (частота фильтра 60 *Мгц*)	Второй (частота фильтра 70 *Мгц*)	Третий (частота фильтра 89,5 *Мгц*)	Четвертый (частота фильтра 98 *Мгц*)	Пятый (частота фильтра 106,5 *Мгц*)
[схема: L_1, L_2, L_3, L_4, C_1, C_2, C_3, C_4, C_5, L_5, L_6, L_7]	$C_1 = C_5$, *пф*	18	16	24	13	10
	$C_2 = C_4$, *пф*	70	62	47	43	39
	C_3, *пф*	21	18	14	13	12
	$L_1 = L_4$, *мкгн*	0,308	0,264	0,206	0,188	0,173
	$L_2 = L_3$, *мкгн*	0,261	0,223	0,174	0,159	0,146
	$L_5 = L_7$, *мкгн*	0,26	0,222	0,174	0,159	0,146
	L_6, *мкгн*	0,297	0,254	0,198	0,181	0,167

Таблица 17-7

Фильтр нижних частот для ослабления помехи при сильном сигнале

Схема фильтра	Детали фильтра	Каналы				
		Первый (частота фильтра 58 *Мгц*)	Второй (частота фильтра 68 *Мгц*)	Третий (частота фильтра 97 *Мгц*)	Четвертый (частота фильтра 93,5 *Мгц*)	Пятый (частота фильтра 102 *Мгц*)
[схема: L_1, L_2, L_3, L_4, C_1, C_2, C_3, L_5]	$C_1 = C_3$, *пф*	27	21	15	13	12
	C_2, *пф*	8	6	5	4	3,5
	$L_1 = L_4$, *мкгн*	0,55	0,59	0,462	0,375	0,405
	$L_2 = L_3$, *мкгн*	0,718	0,652	0,595	0,49	0,53
	L_5, *мкгн*	0,82	0,744	0,69	0,556	0,6

Таблица 17-8

Фильтр верхних частот для ослабления помехи при слабом сигнале

Схема фильтра	Детали фильтра	Каналы				
		Первый (частота фильтра 45,5 *Мгц*)	Второй (частота фильтра 54,5 *Мгц*)	Третий (частота фильтра 71,4 *Мгц*)	Четвертый (частота фильтра 79 *Мгц*)	Пятый (частота фильтра 86,5 *Мгц*)
	$C_1 = C_4$, *пф*	30	25	20	18	16
	$C_2 = C_3$, *пф*	36	30	23	20	18
	$C_5 = C_7$, *пф*	36	30	23	20	19
	C_6, *пф*	32	26	20	18	16
	$L_1 = L_5$, *мкгн*	0,486	0,406	0,31	0,28	0,256
	$L_2 = L_4$, *мкгн*	0,131	0,11	0,083	0,076	0,069
	L_3, *мкгн*	0,43	0,36	0,274	0,248	0,228

Таблица 17-9

Фильтр верхних частот для ослабления помехи при сильном сигнале

Схема фильтра	Детали фильтра	Каналы				
		Первый (частота фильтра 47 *Мгц*)	Второй (частота фильтра 56,5 *Мгц*)	Третий (частота фильтра 74,5 *Мгц*)	Четвертый (частота фильтра 82,5 *Мгц*)	Пятый (частота фильтра 90 *Мгц*)
	$C_1 = C_4$, *пф*	17	13	9	8	7
	$C_2 = C_3$, *пф*	13	10	7	6	5
	C_5, *пф*	12	9	6	5	4,5
	$L_1 = L_3$, *мкгн*	0,34	0,31	0,237	0,241	0,23
	L_2, *мкгн*	1,11	1,01	0,784	0,79	0,755

Фильтры верхних и нижних частот могут устанавливаться одновременно (включаются последовательно), если частоты помех располагаются по обе стороны спектра телевизионного сигнала.

Для ослабления помех, частоты которых располагаются в полосе пропускания телевизионного приемника и удалены от несущей частоты принимаемого полезного сигнала не менее чем на 1—1,5 *Мгц*, применяются заградительные фильтры, или, как их иначе называют, режекторные фильтры (табл. 17-10).

Подавление помех режекторными фильтрами сопровождается вырезанием части частотного спектра телевизионного сигнала, однако при соответствующем выборе параметров фильтра это не приводит к заметному искажению телевизионного изображения. Расчет катушек индуктивностей помехозащитных и режекторных

Таблица 17-10

Режекторный фильтр

Схема фильтра	Детали фильтра	Каналы				
		Первый	Второй	Третий	Четвертый	Пятый
	L_1, *мкгн*	3	3	2	1,5	1,5
	L_2, *мкгн*	1	0,7	0,4	0,3	0,3
	C_1, *пф*	4	4	3	2	2
	C_2, *пф*	2÷15	2÷15	2÷15	2÷15	2÷15
	C_3, *пф*	7÷15	7÷15	7÷15	7÷15	7÷15

телевизионных фильтров может быть сделан по графику, приведенному на рис. 17-47.

Телевизионные помехоподавляющие фильтры всех видов могут монтироваться в металлических коробках, являющихся одновременно их экраном. Внутри коробки устанавливается гетинаксовая или металлическая панель с размещенными на ней элементами фильтра. Вход и выход

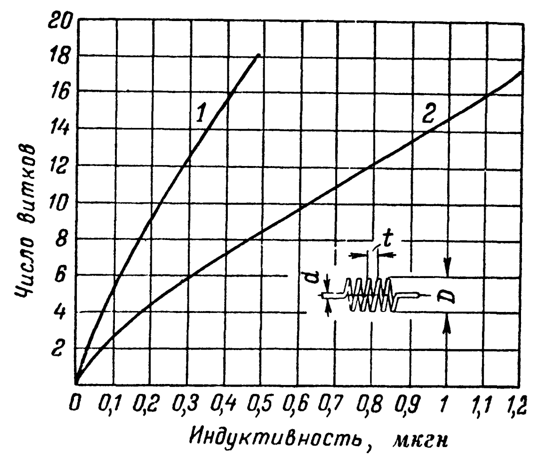


Рис. 17-47. График для расчета катушек индуктивности помехозащитных фильтров.

1 — при $D = 6$ *мм*, $d = 0,5$ *мм*, $t = 0,8$ *мм*; *2* — при $D = 10$ *мм*, $d = 0,8$ *мм*, $t = 1,2$ *мм*.

фильтра заканчиваются проходными фишками, монтируемыми на стенках металлического экрана.

В местах приема, близко расположенных от передающего телецентра, интенсивность сигнала может быть настолько велика, что это явится причиной различного рода искажений принимаемого изображения, и в первую очередь за счет перекрестной модуляции. Для ослабления сигнала на входе приемника применяются делители напряжения. Принципиальная схема делителя представлена на рис. 17-48. В табл. 17-11 приведены некоторые данные делителей напряжений, выпускаемых промышленностью.

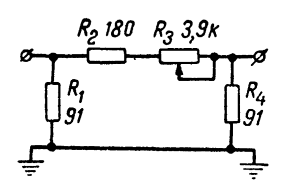


Рис. 17-48. Схема делителя напряжения.

К числу других часто встречающихся искажений телевизионного изображения относится так называемое «смазывание» изображения, выражающееся в размытости границ между темным и светлым в направлении строки. Справа от черных предметов в этом случае появляются «хвосты». Эти искажения чаще всего появляются при избыточном усилении в области низких частот в видеоусилителе.

Встречаются также искажения в виде «окантовки», выражающиеся в том, что границы между черным и белым чрезмерно контрастны (как бы обчернены белыми линиями). Этот вид искажений отчасти связан с методом модуляции (использование одной боковой полосы), когда при глубокой модуляции возникают фазовые искажения. Эти фазовые искажения обычно корректируются в тракте передающей аппаратуры, однако полная их компенсация представляет значительные трудности. Такого вида искажения чаще всего происходят в усилителе промежуточной частоты приемника при чрезмерно крутом и несимметричном склоне частотной характеристики в области расположения несущей частоты.

Нередко на экране телевизора появляется многоконтурность, наблюдаемая при рассогласовании антенного кабеля со стороны антенны.

Иногда наблюдается накладывание на изображение хаотически мелькающих темных и светлых точек. При этом изображение имеет такой вид, как будто оно рассматривается сквозь идущий снег. Получается это при слабом сигнале на входе, при котором напряжение собственных шумов приемника соизмеримо с полезным сигналом.

17-14. ПРОМЫШЛЕННЫЕ ТЕЛЕВИЗИОННЫЕ УСТАНОВКИ

В народном хозяйстве получают все большее распространение портативные телевизионные системы, относящиеся к классу так называемых промышленных телевизионных установок (ПТУ). Такие системы используются в различных отраслях промышленности для наблюдения за производственными процессами, на железнодорожном транспорте, на строительных работах и т. д.

В промышленных телевизионных установках связь между передающей камерой и приемным устройством осуществляется по кабелю, длина которого может достигать нескольких сотен метров.

Схемы наиболее простых ПТУ могут быть использованы радиолюбителями при конструировании аналогичной телевизионной аппаратуры.

На рис. 17-49 показана функциональная схема промышленной телевизионной установки типа ПТУ-0-М. Основными узлами установки являются передающая камера и видеоприемное устройство, соединяемые с помощью кабеля длиной 100 *м*.

В передающей камере установлена передающая трубка с фотосопротивлением. Простота конструкции и малые габариты передающей трубки позволяют создать камеру облегченной конструкции (вес 4 *кг*, размеры 105 × 320 × × 165 *мм*).

Видеосигнал с передающей трубки поступает на предварительный видеоусилитель, расположенный в камере, а затем по кабелю передается на видеоусилитель, находящийся в видеоприемном устройстве. Изображение наблюдается на экране приемной трубки типа 35ЛК2Б.

Блок развертки включает в себя блокинг-генераторы и выходные каскады кадровой и строчной разверток, которые являются общими как для передающей камеры, так и для видеоприемного устройства. Пилообразные токи кадровой и строчной разверток передаются на отклоняю-

Таблица 17-11

Делители напряжения

Параметры	Тип делителя							
	ДН-1	ДН-2	ДН-3	ДН-4	ДН-5	ДН-6	ДН-7	ДН-8
Затухание, *дб*	5	10	15	20	25	30	35	40
Отношение $U_{вх}/U_{вых}$	1,78	3,16	5,63	10	17,8	31,6	56,2	100

щую систему передающей трубки по кабелю. В схеме предусмотрено также формирование гасящих импульсов как для передающей, так и для приемной трубок.

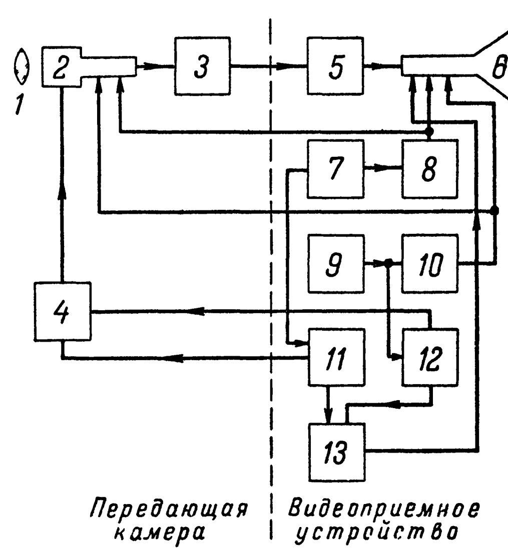


Рис. 17-49. Функциональная схема ПТУ.

1 — объектив; 2 — передающая трубка; 3 — предварительный видеоусилитель; 4 — смеситель гасящих импульсов; 5 — видеоусилитель; 6 — приемная трубка; 7 — блокинг-генератор кадровой развертки; 8 — выходной каскад кадровой развертки; 9 — блокинг-генератор строчной развертки; 10 — выходной каскад строчной развертки; 11 — схема формирования кадровых гасящих импульсов; 12 — схема формирования строчных гасящих импульсов; 13 — смеситель гасящих импульсов.

Питание всех каскадов установки по накалу и аноду осуществляется от блока питания, находящегося в видеоприемном устройстве. Высокое напряжение на анод кинескопа подается с высоковольтного выпрямителя, связанного с блоком строчной развертки.

Все органы регулировки передающей камеры и видеоприемного устройства, используемые в процессе эксплуатации аппаратуры, выведены на переднюю панель видеоприемного устройства. Эти органы регулировки позволяют выполнять следующие операции: 1) регулировать ток электронного луча передающей трубки и его фокусировку, а также центрировать этот луч по строкам и по кадру; 2) регулировать контрастность изображения; 3) добиваться линейности изображения по вертикали и по горизонтали; 4) регулировать размер изображения по вертикали и по горизонтали; 5) добиваться необходимой яркости и фокусировки изображения на экране приемной трубки.

Установка типа ПТУ-0-М характеризуется следующими данными: развертка прогрессивная, частота кадров 50 *гц*; частота кадровой развертки синхронизирована частотой сети переменного тока 50 *гц*; разрешающая способность 400 линий по штрихам горизонтального клина и 300 линий по штрихам вертикального клина в центре различается не менее пяти градаций яркости).

В модернизированной установке типа ПТУ-0М-1 длина кабеля составляет 200 *м* и обеспечивается возможность дистанционного управления оптической головкой передающей камеры (смена объектива, фокусировка и диафрагмирование).

Основные сведения о ряде промышленных телевизионных установок приведены в табл. 17-12.

Таблица 17-12

Основные характеристики промышленных телевизионных установок

Основные характеристики	Тип ПТУ				
	ПТУ-0М1	ПТУ-2М	ПТУ-4	ПТУ-3	ПТУ-5*
Необходимая освещенность (на входе передающей трубки), *лк*	250	250	250	30	30
Вид передающей трубки	С фотосопротивлением	С фотосопротивлением	Суперортикон	Суперортикон	Суперортикон
Вид развертки	Прогрессивная	Чересстрочная	Чересстрочная	Чересстрочная	Чересстрочная
Разрешающая способность вдоль строки	450	500	500	550	450
Потребляемая от электросети 220 *в*, 50 *гц* мощность, *вт*	200	350	500	1 500	500
Длина кабеля, *м*	250	1 000	1 000	300	350
Размеры передающей камеры, *мм*	140×140×220	140×140×220	140×140×220	280×330×700	∅140×570
Вес передающей камеры, *кг*	4,5	4,5	4,5	40	34 (в батисфере с источником света)

* Установка ПТУ-5 размещается в батисфере и применяется для подводного телевизионного наблюдения.

17-15. СПОСОБЫ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ И МЕТОДИКА НАСТРОЙКИ ТЕЛЕВИЗИОННОЙ АППАРАТУРЫ

Упрощенным способом качественные показатели телевизора могут быть оценены по телевизионной испытательной таблице типа 0249 (рис. 17-50).

Определение числа градаций яркости (полутонов) производится по полоскам, расположенным в большом круге испытательной таблицы. Каждая полоска состоит из десяти прямоугольников со ступенчатым пере-

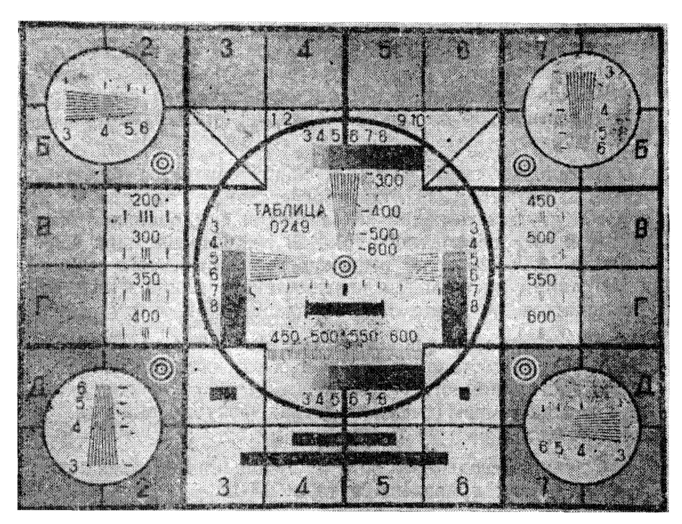


Рис. 17-50. Испытательная таблица 0249.

ходом от белого к черному. Число различающихся по яркости прямоугольников в градационных полосках дает представление о количестве воспроизводимых полутонов.

Четкость в центре изображения определяется по вертикальным и горизонтальным клиньям, расположенным в центральном круге испытательной таблицы. Предварительно необходимо установить фокусировку и при помощи ручек регулировки яркости и контрастности добиться, чтобы отчетливо различалось не менее 6—7 градаций яркости.

Четкость по горизонтали оценивается по вертикальному, а четкость по вертикали по горизонтальному клиньям.

Четкость изображения (в линиях) устанавливается по отметкам около клиньев, обозначенным цифрами 300, 400, 500 и 600, и отсчитывается по той отметке, против которой черные и белые линии клина перестают быть видимыми раздельно по всей его ширине.

Для дополнительного определения четкости по горизонтали служат группы параллельных вертикальных линий в нижней части центрального круга, обозначенные цифрами 450, 500, 550 и 600. Для этого же служат и короткие вертикальные линии, расположенные в квадратах В-2, Г-2, В-7 и Г-7.

Четкость изображения по краям определяется по вертикальным и горизонтальным клиньям с отметками, обозначенными цифрами 3, 4, 5 и 6 (вместо 300, 400 и т. д.), размещенными в окружностях в углах таблицы.

Проверка формы электронного луча в плоскости таблицы производится при помощи концентрических окружностей малого диаметра, расположенных в центре таблицы в квадратах Б-2, Д-2, Б-7 и Д-7. При отсутствии астигматизма, когда сечение луча имеет круглую форму, толщина линии остается одинаковой по всей окружности.

Тонкие диагональные линии в квадратах Б-3 и Б-6 позволяют судить о точности синхронизации чересстрочной развертки. При наличии относительного смещения (спаривания) строк наблюдается зубчатость диагональных линий, и концы горизонтальных клиньев в центре таблицы начинают веерообразно изгибаться вверх и вниз.

При нарушении линейности разверток размеры квадратов, на которые разделена испытательная таблица, перестают быть одинаковыми по всей ее площади и превращаются в прямоугольники. Кроме того, заметны искажения формы большого круга в центре и кругов по краям таблицы.

Для подсчета нелинейности по горизонтали используются квадраты В-2 и В-7 или Г-2 и Г-7, а для нелинейности по вертикали — квадраты Б-2 и Д-2 или Б-7 и Д-7.

Нелинейность H подсчитывается по формуле

$$H = 2\frac{l_{\text{макс}} - l_{\text{мин}}}{l_{\text{макс}} + l_{\text{мин}}}100,$$

где $l_{\text{макс}}$ и $l_{\text{мин}}$ — наибольший и наименьший размеры сторон квадратов.

О наличии частотных и фазовых искажений в телевизионном тракте на относительно низких частотах можно судить по черным прямоугольникам в квадратах таблицы Д-3, Д-6, Е-3, Е-4, Е-5, и Е-6, а также в центральном круге.

При искажениях в области низких частот наблюдается «смазывание», «окантовки», а при искажениях в области высоких частот теряется четкость, появляются мелкие повторяющиеся линии.

Приборы, применяемые при проверке и настройке телевизоров

В комплект приборов, с помощью которого могут быть обнаружены неисправности в телевизоре, проверены основные характеристики и осуществлена его настройка, должны входить: авометр, сигнал-генератор, осциллограф, свип-генератор и ламповый вольтметр.

Авометр — универсальный измерительный прибор, с помощью которого могут быть измерены напряжения постоянного и переменного токов, постоянный ток и сопротивление. Наиболее распространенными в настоящее время типами авометров являются ТТ-1 и АВО-5М. Вольтметр авометра должен иметь возможно большее входное сопротивление (не менее 5—10 *ком/в*). В связи с этим предпочтительнее использовать авометр АВО-5М, имеющий входное сопротивление 20 *ком* на 1 *в* шкалы.

Сигнал-генератор — прибор, используемый при проверке и корректировании частотных характеристик и чувствительности приемной части телевизоров. Для проверки и наладки УВЧ и УПЧ необходимы генераторы стандартных сигналов с диапазоном генерируемых частот 10—300 *Мгц* (типа СГ-1 или ГСС-17). Для проверки видеоусилителя канала изображения могут использоваться генераторы с диапазоном 100 *кгц* — 10 *Мгц* (типа ГСС-6).

УНЧ канала звукового сопровождения проверяется с помощью звуковых генераторов с диапазоном частот 20—10 000 *гц*.

Осциллографы используются при проверке и настройке телевизоров, для контроля форм и параметров импульсных напряжений в различных точках схемы. Усилитель вертикального отклонения осциллографа должен иметь сравнительно широкую полосу пропускания (50—200 000 *гц*) и достаточно высокое входное сопротивление (не менее 1 *Мом*). Этими параметрами усилителя опре-

деляется точность воспроизведения на экране осциллографа исследуемых импульсных сигналов.

Свипгенератор (генератор качающейся частоты) обеспечивает возможность непосредственного наблюдения на экране электронно-лучевой трубки формы частотной характеристики исследуемого устройства.

На рис. 17-51 приведена функциональная схема свипгенератора, представляющего собой высокочастотный генератор с качающейся частотой, конструктивно выполненный совместно с осциллографом. Принцип действия прибора заключается в том, что на вход исследуемого устройства подается высокочастотный сигнал, модулированный по час-

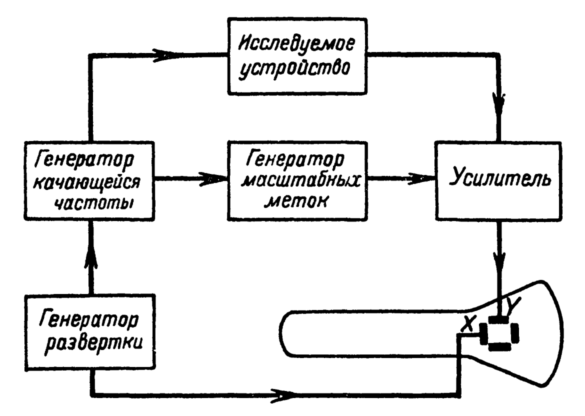


Рис. 17-51. Функциональная схема свипгенератора.

тоте пилообразным напряжением, поступающим с генератора развертки осциллографа. Изменение частоты генератора высокочастотных колебаний и развертка луча в электронно-лучевой трубке осциллографа происходят синхронно и синфазно. Поэтому, если выходное напряжение исследуемого устройства после детектирования и усиления подать на осциллограф, то на его экране можно наблюдать частотную характеристику устройства.

Генератор калибрационных меток служит для маркировки оси частот прибора в виде всплесков, расстояние между которыми равно 1 *Мгц*. Частота f_0, изменяемая по определенному закону в одну и другую сторону на величину Δf, называется средней частотой свипгенератора. Средняя частота выбирается в зависимости от частотных свойств испытуемого устройства. Так, например, при снятии частотной характеристики УПЧ f_0 выбирается равной средней промежуточной частоте. При исследовании видеоусилителя f_0 принимается равной (или несколько большей) некоторой частоте, располагаемой посредине предполагаемой частотной характеристики усилителя. Частота девиации Δf выбирается с учетом перекрытия предполагаемой полосы пропускания исследуемого устройства.

Наиболее распространенными типами свипгенераторов являются так называемые приборы настройки телевизоров (ПНТ) различных модификаций (ПТН-2, ПТН-3М).

Снятие частотных характеристик с помощью свипгенератора производится быстрее и проще, чем с помощью сигнал-генератора. Преимущества свипгенератора проявляются особенно полно при корректировке частотной характеристики, так как наглядность последней позволяет отмечать влияние отдельных элементов схемы на форму частотной характеристики исследуемого устройства.

Проверка и настройка телевизора по приборам

Качество телевизионного изображения и звукового сопровождения определяется многими характеристиками и параметрами телевизора. Важнейшими из них являются полоса пропускания приемной части телевизора по каналу изображения и звука, чувствительность по обоим каналам, линейность развертки и геометрические искажения растра.

При проверке и настройке телевизора стремятся максимально улучшить указанные характеристики с тем, чтобы обеспечить высокое качество принимаемого изображения и звука.

Частотная характеристика любого приемного тракта определяется частотными характеристиками отдельных его каскадов. В связи с этим для получения частотной характеристики канала изображения приемника необходимо снять частотные характеристики видеоусилителя, УПЧ и УВЧ. Аналогично определяется частотная характеристика канала звукового сопровождения.

Снятие частотной характеристики видеоусилителя. При снятии частотной характеристики видеоусилителя используется сигнал-генератор типа ГСС-6.

Напряжение от ГСС-6 с одновольтного выхода подается через сопротивление 2—3 *ком* на нагрузку видеодетектора (при диодном детекторе): при этом сам детектор отключается. Модуляция сигнал-генератора выключается. Индикатором выхода может служить ламповый вольтметр, подключаемый к модулирующему электроду трубки через конденсатор емкостью 5—10 *пф*. Сигнал-генератор настраивают на частоту 100 *кгц*; при этом его выходное напряжение выбирается таким, чтобы напряжение на выходе видеоусилителя составляло 3—5 *в*. Поддерживая величину выбранного на входе видеоусилителя сигнала постоянной и изменяя его частоту, фиксируют показания вольтметра на входе при частотах 100, 500, 1 000 *кгц* и далее через каждые 500 *кгц* до тех пор, пока показания выходного вольтметра не уменьшаются на 50% от показаний на средних частотах полосы видеоусилителя (1—2 *Мгц*).

По результатам измерений строится график частотной характеристики видеоусилителя. Коррекция частотной характеристики осуществляется подбором индуктивности корректирующих дросселей, шунтирующих и нагрузочных сопротивлений.

Снятие частотной характеристики усилителя промежуточной частоты видеоканала. Промежуточная частота видеоканала, равная разности частот гетеродина приемника и частоты несущей изображения, у большинства современных телевизоров выбрана равной 34,25 *Мгц*. Поэтому для снятия частотной характеристики УПЧ выбирается сигнал-генератор с соответствующим диапазоном генерируемых частот. В качестве таких генераторов могут использоваться генераторы типов ГСС-17 или СГ-1.

Вход сигнал-генератора через конденсатор емкостью 50—100 *пф* подключается к управляющей сетке смесительной лампы. Предварительно сетка лампы отсоединяется от контура и соединяется с корпусом через сопротивление 5—10 *ком*.

Снятие частотной характеристики УПЧ производится при выключенном гетеродине (вынимается лампа гетеродина или отключается анодное напряжение).

В качестве выходного индикатора могут использоваться вольтметр постоянного тока, подключаемый к нагрузке видеодетектора, или же вольтметр переменного тока, подключаемый к выходу видеоусилителя (к модулирующему электроду кинескопа) через конденсатор емкостью 1 000 *пф*. Если используется первый тип индикатора, то при снятии частотной характеристики на вход УПЧ может подаваться немодулированное напряжение. При использовании второго типа индикатора выхода необходимо подавать модулированный сигнал.

Снятие частотной характеристики УПЧ производится следующим образом. Сигнал-генератор настраивается на промежуточную частоту видеоканала. Глубина модуляции устанавливается равной 30%. Величина выходного напряжения генератора во избежание ограничения сигнала выбирается по возможности меньшей, но такой, чтобы

получить хорошо заметные показания выходного индикатора. Индикатор должен быть включен на минимальный предел измерений.

Изменяя частоту сигнал-генератора в сторону уменьшения от промежуточной частоты через 0,5—1 *Мгц* (до 27 *Мгц*) и поддерживая при этом постоянным напряжение на его выходе, отмечают показания индикатора. По результатам измерений строится частотная характеристика УПЧ видеоканала.

Частотная характеристика усилителя промежуточной частоты видеоканала может быть снята с помощью свип-генераторов (типов ПНТ-2 или ПНТ-3М). Напряжение с выхода свипгенератора подается на сетку смесительной лампы таким же образом, как это делается при снятии частотной характеристики УПЧ с использованием сигнал-генератора. Вход свипгенератора (вход осциллографа) подключается к нагрузке детектора. Средняя частота и ее девиация должны быть выбраны так, чтобы перекрывался диапазон частот в пределах 27—35 *Мгц*. При этом на экране осциллографа наблюдается частотная характеристика УПЧ.

В целях исключения возможности ограничения сигнала, которое приводит к искажению измерений частотной характеристики, рекомендуется выбирать выходное напряжение свипгенератора возможно меньшей величины.

Снятие частотной характеристики высокочастотного тракта видеоканала (УВЧ и УПЧ). При снятии результирующей частотной характеристики каскадов УВЧ и УПЧ видеотракта сигнал-генератор подключается ко входу приемника, а выходной индикатор через конденсатор емкостью 10 000—20 000 *пф* — к модулирующему электроду кинескопа. В качестве индикатора может использоваться любой электронно-лучевой осциллограф с масштабной сеткой на экране. Модуляция высокочастотных сигналов генератора устанавливается в 30%. Изменяя частоту настройки генератора от несущей сигнала изображения в сторону увеличения через 0,5—1 *Мгц* и поддерживая при этом постоянным его выходное напряжение, снимается результирующая частотная характеристика УВЧ и УПЧ.

По полученной результирующей частотной характеристике и ранее снятой частотной характеристике УПЧ может быть построена характеристика УВЧ.

Проверка частотной характеристики канала звукового сопровождения. Характеристика частотного детектора определяется настройкой контуров на входе детектора и идентичностью плеч схемы детектора. Для детектирования частотно-модулированных колебаний в звуковом канале телевизоров используются два типа частотных детекторов — так называемые дискриминатор и детектор отношений (дробный детектор). Способы настройки указанных детекторов несколько отличны друг от друга.

При настройке дискриминатора сигнал-генератор подключается ко входу ограничительного каскада (контур в цепи управляющей сетки лампы отключается), стоящего перед дискриминатором, и настраивается на промежуточную частоту звукового канала. Если известно, что каскады УПЧ и УВЧ приемника настроены, то для настройки дискриминатора сигнал-генератор может подключаться на вход приемника с соответствующей настройкой на несущую частоту звукового канала.

При подаче сигнала на вход ограничителя выходное напряжение сигнал-генератора устанавливается максимальным. В качестве выходного индикатора используется высокоомный (лучше ламповый) вольтметр постоянного тока со шкалой на 1—3 *в*.

Настройка дискриминатора производится в следующем порядке. Индикатор выхода подключается к точке *2* и корпусу (рис. 17-52); настройкой контура L_1C_1 необходимо добиться максимального показания индикатора. Затем индикатор подключается к точке *1* и корпусу; настройкой контура L_2C_2 нужно свести показания индикатора к минимуму. Указанные операции переключения и настройки повторяются несколько раз с целью получения максимальных показаний индикатора в первом случае и наименьших во втором.

Для контроля настройки дискриминатора включается модуляция сигнал-генератора. При включенной модуляции отклонение частоты входного сигнала дискриминатора от несущей частоты звукового канала будет сопровождаться отчетливым прослушиванием модулирующих сигналов в громкоговорителе. При точной настройке на промежуточную частоту звукового канала эти сигналы должны пропадать.

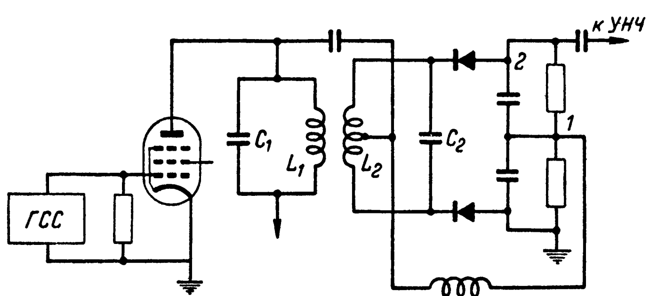


Рис. 17-52. Схема для настройки дискриминатора.

После настройки дискриминатора может быть снята его частотная характеристика. При этом выходной индикатор (вольтметр постоянного тока со шкалой на 1—3 *в*) подключается к нагрузке дискриминатора. Изменяя частоту входного сигнала через 50—100 *кгц*, снимают частотную характеристику дискриминатора.

При настройке детектора отношений сигнал-генератор подключается между точкой *1* и корпусом (рис. 17-53); настройкой контура L_1C_1 добиваются максимальных показаний индикатора. Затем соответствующим подключением вспомогательных сопротивлений R_2 и R_3 ($R_1 = R_2 > 5R_1$) образуется дополнительная точка симметрии *2*. Индикатор выхода подключается к точкам *1—2* и настройкой контура L_2C_2 добиваются минимальных показаний индикатора.

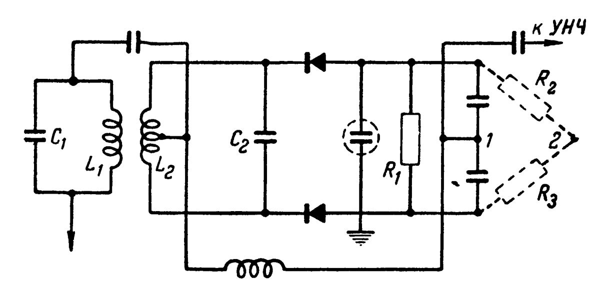


Рис. 17-53. Схема для настройки детектора отношений.

Частотные характеристики дискриминатора и детектора отношений могут быть сняты и с помощью свипгенератора. Для этого с выхода свипгенератора сигнал подается через конденсатор емкостью 500—1 000 *пф* на вход ограничителя, а вход свипгенератора соединяется с нагрузкой частотного детектора (точкой отвода сигнала к УПЧ) или же с выходом УНЧ.

В качестве средней частоты свипгенератора выбирается частота, равная промежуточной частоте звукового канала (27,75 *Мгц*). Полоса девиации берется равной ± 1 *Мгц*. Соответствующей регулировкой выходного напряжения

свипгенератора и коэффициента усиления осциллографа нужно получить удобную для наблюдения осциллограмму характеристики частотного детектора.

При настройке УПЧ звукового канала выход сигнал-генератора подключается к управляющей сетке смесительной лампы так же, как и в случае снятия частотной характеристики УПЧ видеоканала. Генератор настраивается на промежуточную частоту звукового канала. Выходной индикатор (вольтметр постоянного тока со шкалой 0—10 *в*) подключается параллельно сопротивлению утечки сетки лампы ограничителя, если детектором служит дискриминатор, или к точке *2* и корпусу (рис. 17-53), если используется детектор отношений.

Величина выходного напряжения сигнал-генератора (немодулированного) подбирается такой, чтобы получить заметное отклонение стрелки выходного индикатора. Далее настройкой контуров УПЧ добиваются максимального показания выходного индикатора.

Частотная характеристика УПЧ канала звука обычно не снимается. Проверяется лишь ширина его полосы, для чего после настройки частота генератора изменяется в одну и другую стороны до тех пор, пока показание выходного индикатора не уменьшится в 2 раза по сравнению с максимальным. Отсчитанное по шкале сигнал-генератора отклонение частоты в этом случае и определяет ширину полосы УПЧ звукового канала.

Если усиление сигналов звукового сопровождения осуществляется на разностной частоте 6,5 *Мгц* (в одноканальных телевизорах), то сигнал-генератор, с помощью которого осуществляется настройка канала звука, подключается к нагрузке видеодетектора через конденсатор емкостью 100—200 *пф* и настраивается на частоту 6,5 *Мгц*.

Контуры канала усиления сигналов звукового сопровождения и частотного детектора настраиваются на частоту 6,5 *Мгц* способом, описанным выше.

Сопряжение настройки каналов изображения и звука. Необходимость в сопряжении настройки каналов изображения и звука возникает, как правило, у двухканальных телевизоров. При усилении сигналов звукового сопровождения на частоте 6,5 *Мгц* необходимость сопряжения появляется лишь в том случае, если при настройке разностная частота была взята ошибочно неравной 6,5 *Мгц*.

В двухканальных телевизорах сопряжение проще всего производить подстройкой контуров УПЧ и частотного детектора звукового канала по сигналам телевизионного центра. Настройкой гетеродина приемника необходимо добиться наилучшего качества изображения по четкости и наибольшему числу различимых градаций яркости. Выходной индикатор подключается параллельно сопротивлению утечки сеточной цепи лампы ограничителя или же, в случае использования в схеме детектора отношений, к точке *1* и корпусу (рис. 17-53).

Настройка контуров УПЧ производится по максимальному отклонению стрелки выходного прибора. После настройки контуров УПЧ настраивается частотный детектор по одному из вышеописанных методов.

Измерение чувствительности телевизионного приемника по каналу изображения. Измерение чувствительности канала изображения в телевизионном приемнике с раздельными каналами сигналов звука и изображения производится следующим образом.

Ко входу приемника подключается сигнал-генератор типа СГ-1. Если входное сопротивление приемника и выходное сопротивление сигнал-генератора (75 *ом*) одинаковы то соединение можно делать напрямую. В случае же неравенства указанных сопротивлений соединение входа приемника с выходом сигнал-генератора должно производиться через согласующее сопротивление.

Измеритель выхода (ламповый вольтметр) подключается одним концом к модулирующему электроду кинескопа через конденсатор емкостью 1000 *пф*, а другим концом — к корпусу телевизора.

Перед измерением чувствительности канала изображения частота выходного сигнала СГ-1 устанавливается равной несущей частоте сигналов звукового сопровождения (при глубине модуляции 0,55). Затем гетеродин приемника настраивается так, чтобы пропала слышимость сигналов модуляции. После этого сигнал-генератор перестраивается на несущую частоту сигналов изображения.

Подбирая выходное напряжение сигнал-генератора (при модуляции 0,55) необходимо довести показание измерителя выхода до 10 *в* при полностью введенном регуляторе контрастности (усиления). Чувствительность телевизора в этом случае определяется величиной напряжения на выходе сигнал-генератора, поделенной на коэффициент k, учитывающий несоответствие выходного сопротивления генератора и входного сопротивления приемника. У телевизоров с трансформаторным входным и выходным сопротивлением приемника 75 *ом* («Авангард», «Темп») коэффициент $k = 1$. У телевизоров с апериодическим входом и сопротивлением 75 *ом* $k = 2$. Если в телевизоре имеется блок ПТП, рассчитанный на подключение кабеля КАТВ с волновым сопротивлением 300 *ом*, коэффициент k берется равным 6.

При измерении чувствительности телевизионного приемника с общим каналом изображения и звука необходимы два сигнал-генератора, включаемых параллельно. Вначале должна быть установлена точно частота гетеродина, при которой возможен одновременный прием несущих частот изображения и звука. Для этого частота одного из сигнал-генераторов берется равной несущей частоте сигналов изображения плюс 1 *Мгц* (глубина модуляции 0,55). Настройкой гетеродина добиваются максимальных показаний индикатора выхода. Затем с помощью аттенюатора сигнал-генератора показания индикатора выхода доводятся до 8 *в*. Поддерживая постоянным выходное напряжение сигнал-генератора, устанавливают его частоту равной несущей частоте сигналов изображения, а изменением настройки гетеродина добиваются показаний индикатора выхода 4 *в*.

После этого на вход приемника подается немодулированное напряжение от второго сигнал-генератора с частотой, равной частоте несущей сигналов звукового сопровождения. Величина выходного напряжения второго сигнал-генератора выбирается такой, чтобы постоянное напряжение на сопротивлении в цепи управляющей сетки лампы ограничителя звукового канала приемника было в 2 раза больше порога ограничения (обычно порог ограничения равен 1—2 *в*). Затем, изменяя величину выходного напряжения первого сигнал-генератора, устанавливают показания индикатора выхода равным 8 *в*. Чувствительность канала изображения в этом случае определится как частное от деления на 4 выходного напряжения сигнал-генератора.

17-16. ПРИЕМНИКИ ЦВЕТНОГО ТЕЛЕВИДЕНИЯ

Принципы построения телевизионных приемников для цветного изображения основываются на трехкомпонентной теории световосприятия, которая показывает, что при смешении в различных пропорциях трех основных цветов (красного, зеленого и синего) можно получить ощущение любого из цветов, существующих в природе. Благодаря такой особенности зрения для передачи многоцветного изображения практически достаточно передать информацию о трех основных цветах.

При смешении равнояркостных основных цветов — красного, синего и зеленого получаются следующие цвета.

красный + синий = фиолетовый;
красный + зеленый = желтый;
синий + зеленый = голубой;
красный + синий + зеленый = белый

Различные вариации яркости смешиваемых цветов позволяют получить остальные цвета.

Другая особенность зрения заключается в том, что различимость изменений цвета в мелких деталях значительно меньше, чем различимость изменения яркости. Благодаря этому оказывается возможным сократить объем информации о цветах по сравнению с объемом информации о яркости.

Из многочисленных систем цветного телевидения представляют практический интерес две основные системы: последовательная (или покадровая) и одновременная.

В последовательной системе кадры изображения, полученные через светофильтры трех основных цветов, передаются (и воспроизводятся) поочередно. При достаточно большой частоте смены кадров глаз не замечает мелькания цветов и изображение воспринимается как многоцветное.

В одновременной системе сигналы трех одноцветных изображений передаются по каналу связи одновременно. При этом три одноцветных изображения, полученные на приемном конце тем или иным способом, накладываются друг на друга [1].

Последовательная система при всей своей простоте и высоком качестве изображения в телевизионном вещании применения не нашла и используется главным образом в телевизионных установках промышленного, медицинского или другого профессионального назначения с передачей сигнала по кабелю.

Отказ от применения последовательной системы в телевизионном вещании вызван следующими ее принципиальными недостатками: 1) ширина полосы передаваемых частот в канале связи по сравнению с черно-белым телевидением утраивается; 2) также утраиваются и частоты разверток в телевизорах; 3) отсутствует «совместимость» с черно-белым телевидением (т. е. возможность приема цветной программы на обычных телевизорах в черно-белом виде и возможность приема черно-белых передач на цветном телевизоре; 4) необходимо применять вращающиеся светофильтры перед экраном кинескопа.

Одновременная совместимая система цветного телевидения получила в настоящее время признание в ряде стран (в том числе в СССР) и применяется для цветного телевизионного вещания.

Важной особенностью этой системы является возможность передачи всей информации, необходимой для цветного телевидения, в той же полосе частот, которая используется в настоящее время для черно-белых телевизионных передач. Вторая особенность, которая также способствовала успеху этой системы, — это совместимость с системой черно-белого телевидения. При этом, однако, следует заметить, что прием передач черно-белого телевидения на приемнике цветного изображения дает результат, несколько худший, чем прием передач цветного телецентра на черно-белом телевизоре.

При передаче цветного изображения по каналу связи передается обычный телевизионный сигнал, несущий информацию о яркости («яркостный сигнал»). Одновременно на специальной поднесущей частоте передается информация о цветности.

Введение в телевизионный сигнал дополнительной информации без расширения диапазона частот передатчика оказалось возможным благодаря тому, что обычный телевизионный сигнал не имеет сплошного спектра в занимаемой полосе частот, а является дискретным.

При этом оказалось возможным промежуточные участки занять составляющими сигнала цветовой информации. Для этого поднесущая частота, модулируемая сигналом цветности, выбирается нечетной кратной половины частоты строчной развертки. Для системы, принятой для опытного вещания в СССР, эта поднесущая выбрана равной 4429687,5 *гц*.

Поскольку глаз не различает изменения цвета мелких деталей и четкость изображения в основном определяется яркостным сигналом, полоса частот, занимаемая цветовой информацией, может быть сравнительно узкой и составляет в выбранной системе $\pm 1{,}4$ *Мгц* (по обе стороны от поднесущей).

На рис. 17-54 схематически показано размещение спектров видеосигнала цветного телевидения в полосе частот.

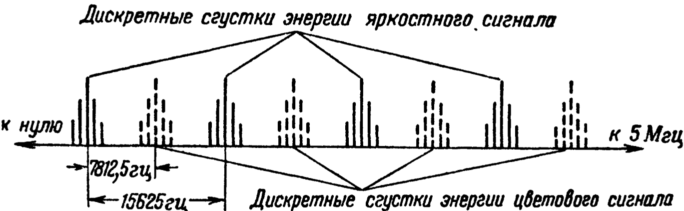


Рис. 17-54. Размещение спектров яркостного и цветового сигналов в полосе частот.

Сигнал на поднесущей частоте модулирует несущую частоту изображения и в свою очередь модулируется сигналом, который несет по существу две информации: о красном и о синем цветах. Для получения информации о зеленом цвете специального сигнала не требуется, поскольку яркостный сигнал содержит сведения об общей яркости (т. е. о яркости всех трех цветов), а сведения о яркости красного и синего передаются отдельным сигналом цветовой информации. Сигнал зеленого цвета может быть получен при помощи пересчетной схемы.

Цветовая поднесущая частота модулируется сигналами $R-Y$ и $B-Y$, а яркостный сигнал имеет вид

$$Y = 0{,}59G + 0{,}30R + 0{,}11B;$$

здесь R — сигнал красного; G — сигнал зеленого; B — сигнал синего; Y — яркостный сигнал. Постоянные коэффициенты при величинах G, R и B показывают процентное содержание красного, зеленого и синего сигналов, необходимое для получения белого цвета.

Выражение для полного сигнала цветного изображения имеет вид:

$$U_{\text{сигн}} = Y + \frac{1}{2{,}7}(B - Y)\sin\omega t + (R - Y)\cos\omega t.$$

Поднесущая частота модулируется двумя сигналами следующим образом. На два отдельных модулятора подаются модулирующие сигналы $R-Y$ и $B-Y$. На каждый из модуляторов одновременно подается сигнал модулируемой частоты от общего генератора, с фазами, различающимися на 90°. На выходе модуляторов промодулированные по амплитуде напряжения складываются и образуют результирующую поднесущую частоту. Рис. 17-55 поясняет происходящий процесс.

Такой способ модуляции требует применения в приемнике синхронного детектирования, в чем и заключается определенная трудность построения системы.

Поскольку для работы синхронных детекторов (демодуляторов) в приемнике необходимо иметь местный сигнал, по частоте в точности равный поднесущей частоте передатчика и имеющий определенную фазу, в телевизионный сигнал вводится эта частота в виде кратковре-

[1] Под одноцветными изображениями понимаются три изображения, полученные каждое в одном цвете, но различные между собой: красное, зеленое и синее.

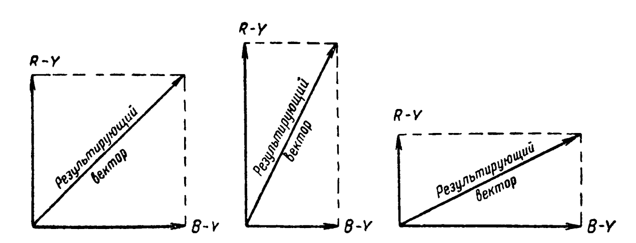


Рис. 17-55. Иллюстрация возможности получения информации о величине двух сигналов (R — Y и B — Y) посредством передачи величины и углового положения результирующего вектора.

менных «вспышек», расположенных на задней площадке каждого строчного гасящего импульса (рис. 17-56). Эта «вспышка» используется как опорный сигнал для синхронизации и фазирования местного источника восстановленной поднесущей.

Схема приемника цветного телевидения, кроме элементов, общих с обычными «черно-белыми» телевизорами, должна иметь следующие специфические блоки:

1) блок цветовой синхронизации, в котором вырабатываются синхронизирующие сигналы поднесущей частоты;

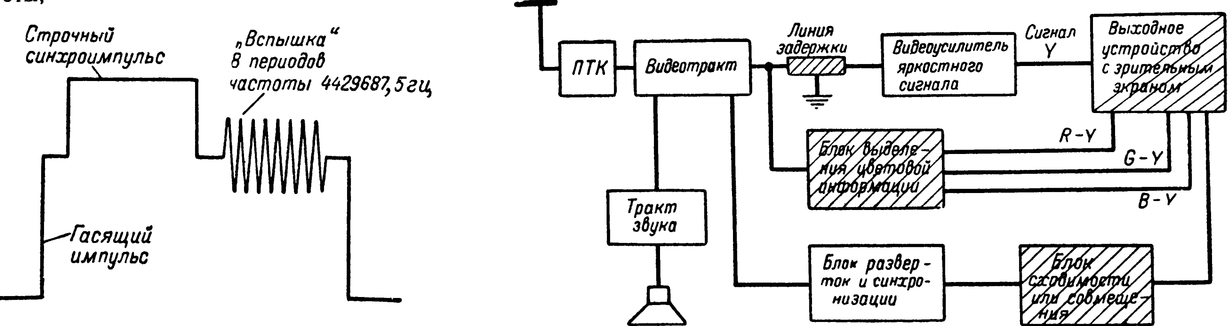


Рис. 17-56. Сигнал «вспышки» цветовой поднесущей.

Рис. 17-57. Блок-схема цветного телевизора.

2) блок выделения сигналов цветности с полосовым усилителем, демодуляторами, пересчетной схемой и цветными видеоусилителями;

3) блок сходимости (для проекционных систем — блок совмещения), в котором формируются сигналы, корректирующие геометрическую форму одноцветных изображений и обеспечивающие их совмещение на экране;

4) выходное устройство для получения цветного изображения.

В качестве выходного устройства применяется специальный трехлучевой кинескоп с теневой маской или же проекционная система с тремя кинескопами.

На рис. 17-57 показана блок-схема приемника цветного телевидения.

Обычные телевизионные блоки, используемые в приемниках цветного телевидения, также должны удовлетворять некоторым специфическим требованиям. Так, основной радиоканал телевизора (ПТК, УПЧ) должен иметь полосу пропускания не менее 5,85 *Мгц* при неравномерности не более 10%. Подавление несущей частоты звука в канале изображения должно быть не менее 46—50 *дб*. Частотная характеристика яркостного видеоусилителя должна иметь узкий вырез на поднесущей частоте.

Вследствие того, что сигнал цветовой информации проходит через более узкополосные цепи, чем яркостный сигнал, происходит сдвиг этих сигналов по времени. Для того чтобы осуществить временное совмещение сигналов, в цепь яркостного усилителя включается линия задержки, которая обычно представляет собой отрезок специального кабеля с высоким волновым сопротивлением. Кабель должен иметь согласующие сопротивления на обоих концах. Необходимое время задержки составляет около 0,5 *мксек*. Наиболее подходящим кабелем для линии задержки является кабель РКЗ-16-01, имеющий волновое сопротивление 1 600 *ом*. Отрезок кабеля на время задержки 0,5 *мксек* составляет около 250 *мм* (подбирается опытным путем).

На рис. 17-58 показана блок-схема цветовых цепей приемника цветного телевидения, а на рис. 17-59 приведены требуемые частотные характеристики всех основных цепей.

При цветовых сигналах вида $R—Y$, $B—Y$ и $G—Y$ наибольшее распространение получила схема, в которой эти сигналы подаются на управляющие электроды электронных прожекторов кинескопов, а яркостный сигнал — на их катоды. При этом сложение разностных сигналов с яркостным сигналом происходит как бы в самом кинескопе, и пересчетной схемы для выделения отдельных сигналов R, G и B не требуется.

Несмотря на относительную сложность перечисленных схемных блоков приемника, главная проблема цветного телевидения заключается в конструировании оконечного устройства, на экране которого формируется цветное изображение. В качестве такого оконечного устройства наибольшее распространение получил трехлучевой кинескоп. На рис. 17-60 схематически показано устройство такого кинескопа, а на рис. 17-61 поясняется его работа.

Экран кинескопа имеет мозаичную структуру светящегося слоя (люминофора). Последний состоит из нанесенных в строгом порядке точек из трех различных по своему составу веществ, одно из которых под воздействием электронной бомбардировки светится красным, другое синим и третье зеленым цветами. Между экраном и электронными прожекторами находится металлическая пластина (маска) с отверстиями, число которых втрое меньше, чем число светящихся точек на экране. Группы точек люминофора отверстия в маске и три электронных прожектора имеют такое взаимное расположение, что каждый луч после прохода через любое из отверстий маски может попасть на точки, светящиеся только определенным цветом. Таким образом, на одном и том же экране каждый из трех лучей рисует изображение только в одном цвете и три одноцветных изображения оказываются как бы вкрапленными одно в другое. Так как светящиеся точки очень малы (около 0,25 *мм*), а число их очень велико, точечная структура изображения оказывается почти незаметной.

Для сведе́ния трех лучей в одну точку на горловине трубки, позади отклоняющей системы, устанавливается система из трех электромагнитов, поля которых воздей-

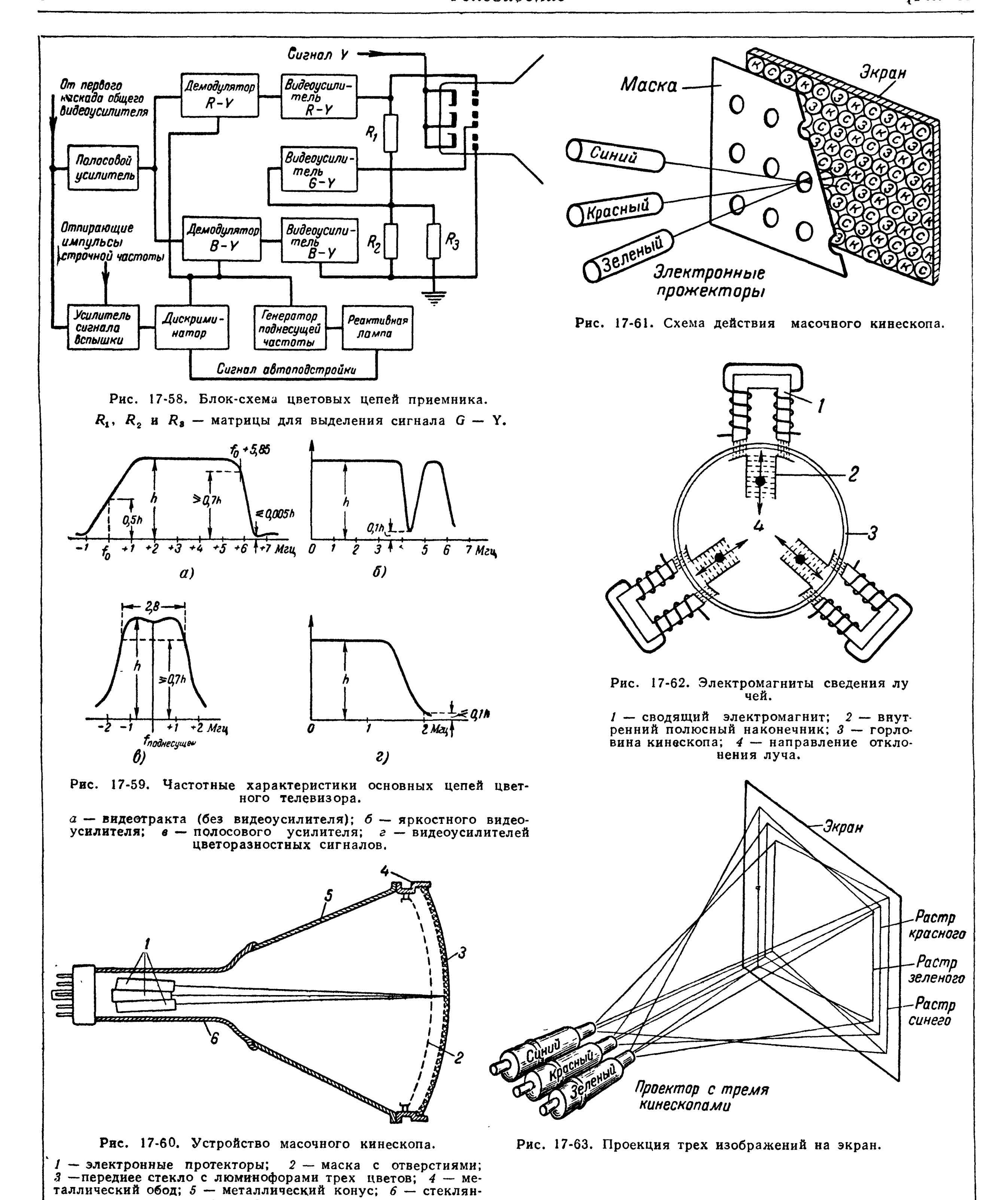


Рис. 17-58. Блок-схема цветовых цепей приемника.

R_1, R_2 и R_3 — матрицы для выделения сигнала G — Y.

Рис. 17-61. Схема действия масочного кинескопа.

Рис. 17-62. Электромагниты сведения лучей.

1 — сводящий электромагнит; *2* — внутренний полюсный наконечник; *3* — горловина кинескопа; *4* — направление отклонения луча.

Рис. 17-59. Частотные характеристики основных цепей цветного телевизора.

а — видеотракта (без видеоусилителя); *б* — яркостного видеоусилителя; *в* — полосового усилителя; *г* — видеоусилителей цветоразностных сигналов.

Рис. 17-60. Устройство масочного кинескопа.

1 — электронные протекторы; *2* — маска с отверстиями; *3* —передиее стекло с люминофорами трех цветов; *4* — металлический обод; *5* — металлический конус; *6* — стеклянная горловина.

Рис. 17-63. Проекция трех изображений на экран.

ствуют на соответствующие лучи (рис. 17-62). Регулировкой постоянного тока, протекающего через катушки, производится статическое сведе́ние лучей (в центре экрана), а введением в эти катушки специально сформированных параболических сигналов строчной и кадровой частот



Рис. 17-64. Сигнал коррекции трапецеидальных искажений.

достигается динамическая сходимость лучей по всему полю экрана. Эти регулировки, а также компенсация внешних магнитных полей при помощи шести постоянных магнитов, расположенных вокруг экрана, являются очень трудной задачей, которая усложняется еще и тем, что большинство регулировок обладает взаимной зависимостью. При этом абсолютной точности сведе́ния лучей достигнуть не удается. Допускается несовпадение трех изображений на экране по 2,5 *мм* на расстоянии 2,5 *см* от края изображения. Такая точность обеспечивает получение хорошего цветного изображения, хотя четкость его на краях значительно ниже той, которую зрители привыкли видеть на экране «черно-белого» телевизора.

Как видно из рис. 17-63, при использовании такого способа изображение проектора проектируется на экран и дает на нем правильный прямоугольный растр. Крайние проекторы работают под некоторыми углами, и спроектированные ими растры оказываются геометрически несколько искаженными. Для правки этих искажений существует ряд способов. Наиболее распространенным способом является замешивание в ток кадровых отклоняющих катушек специально сформированного сигнала строчной частоты (рис. 17-64). Этим достигается восстановление прямоугольности растра.

Для улучшения линейности по горизонтали в цепь строчных катушек каждой из трех отклоняющих систем могут быть включены регулируемые линеаризаторы в виде катушек с линейной индуктивностью.

Кроме того, для точного совмещения необходимо иметь регулировки вертикального и горизонтального размеров для каждого проектора, а также регулировку центровки. Последняя может осуществляться как перемещением растра по экрану кинескопа (с помощью введения постоянного тока в катушки или иным способом), так и поворотом самих проекторов. Кроме того, обычно бывает

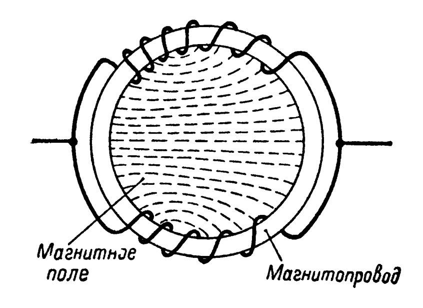


Рис. 17-65. Тороидная отклоняющая система с неравномерным полем кадровых катушек.

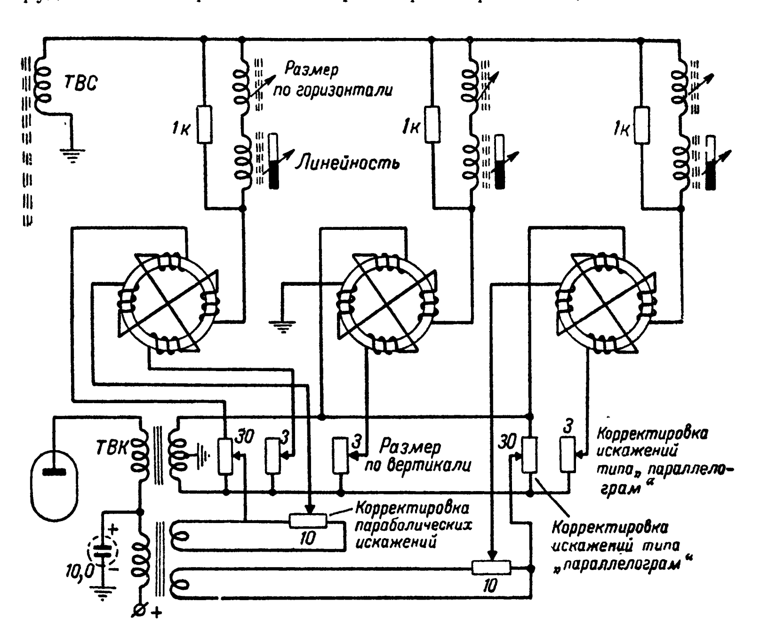


Рис. 17-66. Схема блока совмещения.

Вторым типом оконечного устройства, получившим некоторое распространение, является проекционная система с тремя кинескопами, имеющими различные цвета свечения люминофоров. Эта система отличается простотой конструкции кинескопов. Кроме того, как и в черно-белом телевидении, проекционная система является единственной, позволяющей получить большой размер изображения, необходимый для установок коллективного пользования.

Основной трудностью в осуществлении цветного проекционного устройства является получение точного совмещения трех изображений на общем экране (операция, аналогичная сведению лучей в трехлучевом кинескопе). Для этой цели было предложено много достаточно сложных способов, из которых наиболее простым и выгодным в отношении минимальных потерь света является способ непосредственного проектирования с трех проекторов.

необходимо исправлять искажения типа «параллелограмм», получающиеся при неточном изготовлении отклоняющих систем.

Более простой способ восстановления прямоугольности растра заключается в неравномерном распределении витков в кадровых отклоняющих катушках, имеющих тороидную конструкцию. На рис. 17-65 поясняется этот принцип. Реальная схема блока совмещения для цветного проекционного телевизора показана на рис. 17-66.

Для цветных проекционных телевизоров с большим экраном, так же как и для черно-белых проекционных систем, преимущественно применяется зеркальный объектив. Для получения изображения меньших размеров (43 или 53 *см*) может быть построена проекционная система с линзовыми объективами. При этом применяются кинескопы с плоским экраном.

ГЛАВА ВОСЕМНАДЦАТАЯ

ИМПУЛЬСНАЯ ТЕХНИКА

18-1. ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ

Передаваемые сигналы могут носить непрерывный и импульсный характер. Для импульсного сигнала характерна прерывистая структура (импульсы, разделенные паузами). В практике используются радиоимпульсы — кратковременные пакеты высокочастотных колебаний и видеоимпульсы (или импульсы) — кратковременные односторонние изменения напряжения или тока, имеющие определенную полярность (рис. 18-1).

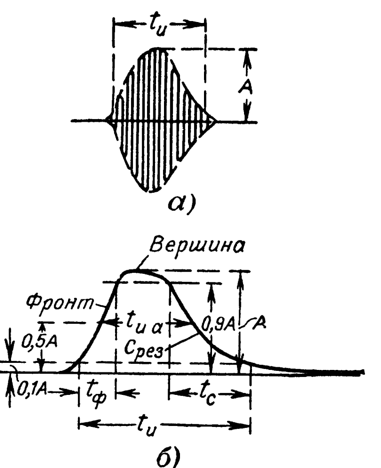


Рис. 18-1. Одиночные импульсы.

а — радиоимпульс; *б* — видеоимпульс. *A* — амплитуда импульса; $t_и$ и $t_{и.а}$ — длительность и активная длительность импульса; $t_ф$ и $t_с$ — длительность фронта и среза. Пунктиром помечена огибающая радиоимпульса, представляющая собой видеоимпульс.

Радиоимпульсы получаются путем модуляции генераторов синусоидальных колебаний мощными видеоимпульсами.

Импульсы могут иметь различную форму. Для удобства исследований реальные импульсы заменяют близкими по форме простыми геометрическими фигурами: прямоугольником, треугольником, трапецией, кривой колокольной формы и т. д. (рис. 18-2).

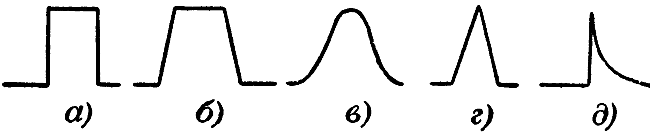


Рис. 18-2. Идеализированные формы применяемых импульсов.

а — прямоугольный; *б* — трапецеидальный (трапециевидный); *в* — колокольный; *г* — треугольный; *д* — экспоненциальный.

В импульсе различают фронт, вершину и срез. Импульсы определенной формы характеризуются амплитудой *A* и длительностью. В практике используются следующие определения длительности импульса и отдельных его частей (рис. 18-1, *б*):

а к т и в н а я д л и т е л ь н о с т ь $t_{и.а}$ импульса, измеренная на уровне 0,5 *A*;

д л и т е л ь н о с т ь и м п у л ь с а $t_и$, измеренная на уровне 0,1 *A*;

д л и т е л ь н о с т ь ф р о н т а $t_ф$, отсчитанная между уровнями (0,1 ÷ 0,9) *A*;

д л и т е л ь н о с т ь с р е з а $t_с$, отсчитанная между уровнями (0,1 ÷ 0,9) *A*.

Периодическая последовательность импульсов (рис. 18-1, *б*) характеризуется:

п е р и о д о м с л е д о в а н и я $T_и$ — временем повторения чередующихся импульсов;

ч а с т о т о й с л е д о в а н и я $F_и = 1/T_и$;

д л и т е л ь н о с т ь ю п а у з ы $T_п$ между импульсами;

с к в а ж н о с т ь ю $Q = T_и/t_и$ — отношением периода к длительности импульса;

к о э ф ф и ц и е н т о м з а п о л н е н и я $K_з = t_и/T_и = 1/Q_и$ — отношением длительности импульса к периоду следования (рис. 18-3).

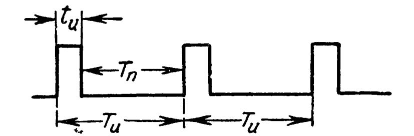


Рис. 18-3. Периодическая последовательность прямоугольных импульсов.

$F_и = \frac{1}{T_и}$ — частота повторения; $Q_и = \frac{T_и}{t_и}$ — скважность; $K_з = \frac{t_и}{T_и}$ — коэффициент заполнения.

Для импульсных последовательностей, где интервалы между импульсами не строго постоянны, можно говорить о средней частоте повторения $F_{и.\,ср}$ и средней скважности $Q_{ср}$.

В большинстве практических устройств $t_и \ll T_и$ и $Q_и \gg 1$.

18-2. СПЕКТРАЛЬНЫЙ СОСТАВ ИМПУЛЬСНОГО ПРОЦЕССА

Периодическая последовательность импульсов может быть представлена спектром, т. е. суммой бесконечно большого числа синусоидальных колебаний (гармоник), имеющих определенные амплитуды и фазы.

Разложение в спектр основано на математическом представлении периодических функций тригонометрическим рядом Фурье.

Спектр обычно изображается графически в виде зависимости амплитуд и фаз колебаний от частоты.

Каждая гармоника (частотная составляющая) амплитудного спектра представляется вертикальной чертой на оси частот, длина которой в некотором масштабе изображает амплитуду этой гармоники (рис. 18-4).

Частоты отдельных гармоник амплитудного спектра отличаются на величину частоты повторения импульсов $F_и$. Каждая гармоника спектра может быть выделена узкополосным фильтром, настроенным на частоту этой гармоники.

При графическом изображении амплитудных спектров по вертикали откладывают не величину амплитуды составляющих, а отношение амплитуд гармоник к удвоенному значению частоты повторения.

Огибающая построенного таким путем амплитудного спектра является графическим изображением амплитудной спектральной функции (или спектральной плотности) $S(\omega)$ или $S(f)$, где $f = \frac{\omega}{2\pi}$. Вид спектральной функции $S(\omega)$ определяется формой импульсов и не зависит от частоты их следования.

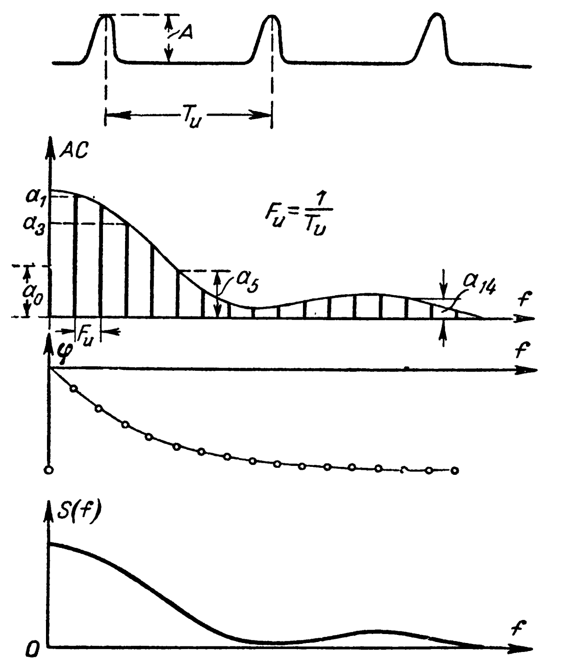


Рис. 18-4. Последовательность импульсов и ее амплитудный AC и фазовый φ спектр. $S(f)$ — спектральная функция.

Периодическая последовательность импульсов может быть представлена бесконечной суммой гармонических колебаний, кратных частоте повторения: $a_0 + a_1 \cos(2\pi F_и t + \varphi_1) + a_2 \cos(2 \cdot 2\pi F_и t + \varphi_2) + a_3 \cos(3 \cdot 2\pi F_и t + \varphi_3) + \ldots$ Амплитуды этих гармоник a_1, a_2, a_3, ... вместе с постоянной составляющей a_0 представляют амплитудные составляющие спектра; фазы φ_1, φ_2, ... — фазовые составляющие. Для получения спектральной функции $S(f)$ необходимо ординаты огибающей AC отнести к величине $2a_0$.

Масштаб спектральной функции по оси частот зависит от длительности импульсов. С увеличением частоты следования импульсов при сохранении их формы и длительности частотный интервал между гармониками спектра уменьшается, спектр становится более «редким». Амплитуды отдельных гармоник при этом увеличиваются; однако спектральная функция остается неизменной (рис. 18-5).

При уменьшении частоты интервал между отдельными гармониками сокращается; спектр становится более густым. Если период увеличить до бесконечности (перейти к одиночному импульсу), то частотные интервалы между гармониками уменьшаются до нуля, а число их возрастает до бесконечности. Спектр становится сплошным: он содержит колебания всех частот. Форма спектральной функции при этом переходе изменяться не будет. Спектральные функции одиночного импульса и периодической последовательности импульсов данной длительности одинаковы.

Изменение длительности импульса приводит к пропорциональному растягиванию (при укорочении импульсов) или сжатию (при удлинении импульсов) спектральной функции $S(\omega)$ вдоль оси частот. Чем короче импульс, тем шире его спектр (рис. 18-6).

Спектральная функция импульсов прямоугольной формы

$$S(\omega) = U_и \frac{|\sin \pi f t_и|}{\pi f} = U_и t_и \frac{\left|\sin \frac{\omega t_и}{2}\right|}{\frac{\omega t_и}{2}}.$$

Практически удобно пользоваться относительной или нормированной спектральной функцией

$$g(\omega) = \frac{S(\omega)}{S(0)},$$

где $S(0)$ — значение $S(\omega)$ при $\omega = 0$. Для прямоугольных импульсов $S(0) = U_и t_и$ и

$$g(\omega) = \frac{\left|\sin \frac{\omega t_и}{2}\right|}{\frac{\omega t_и}{2}}.$$

Относительная спектральная функция обращается в нуль на частотах $f = \frac{1}{t_и}, \frac{2}{t_и}, \ldots, \frac{k}{t_и}$. Величина каждого последующего максимума меньше предыдущего; они относятся как 1, 0,21, 0,13 и т. д. (рис. 18-7).

Фазовый спектр прямоугольных импульсов представляет ступенчатую кривую, изменяющуюся скачком на величину π в точках, где амплитудная спектральная функция проходит через нуль. Это означает, что фазы гармоник всех четных лепестков кривой $S(\omega)$ равны нулю (совпадают с фазой 1-й гармоники). Фазы гармоник всех нечетных лепестков противоположны фазам 1-й гармоники.

Для практически неискаженного прохождения импульса через линейную электрическую цепь необходимо пропустить через эту цепь гармоники спектра, определяющие в основном форму импульса без существенного изменения их амплитудных и фазовых соотношений. Импульс проходит через линейную цепь с малыми искажениями, когда активная ширина $\Delta f_{сп}$ его спектра не превосходит полосы пропускания B линейной цепи; при этом фазовая характеристика цепи в полосе частот, равной $\Delta f_{сп}$, должна быть практически линейной.

Под активной шириной спектра $\Delta f_{сп}$ видеоимпульса понимается диапазон частот от $f_{мин} = 0$ до $f_{макс} = \Delta f_{сп}$, в котором заключено 95% всей энергии спектра.

Оценка величины $\Delta f_{сп}$ по заданным активным длительностям импульса и фронта производится по универсальному графику на рис. 18-8.

Если для идеализированного прямоугольного импульса ($t_ф = 0$) всю энергию, содержащуюся во всех гармониках спектра, принять за единицу, то в полосе частот от $f = 0$ до $f = 2/t_и$ заключено 95% энергии (рис. 18-9). Поэтому полоса пропускания устройств, предназначенных для неискаженного пропускания таких импульсов, должна быть порядка $2/t_и$.

Спектр периодической последовательности радиоимпульсов при условии, что длительность импульса значительно больше периода несущей, состоит из несущей f_0, справа и слева от которой симметрично располагаются гармоники, повторяющие спектр видеоимпульса и расположенные на интервалах $F_и$.

Построение спектра такой последовательности осуществляется простым переносом начала координат амплитудного спектра видеоимпульса в точку, соответствующую частоте несущей f_0; полученная картина дополняется по

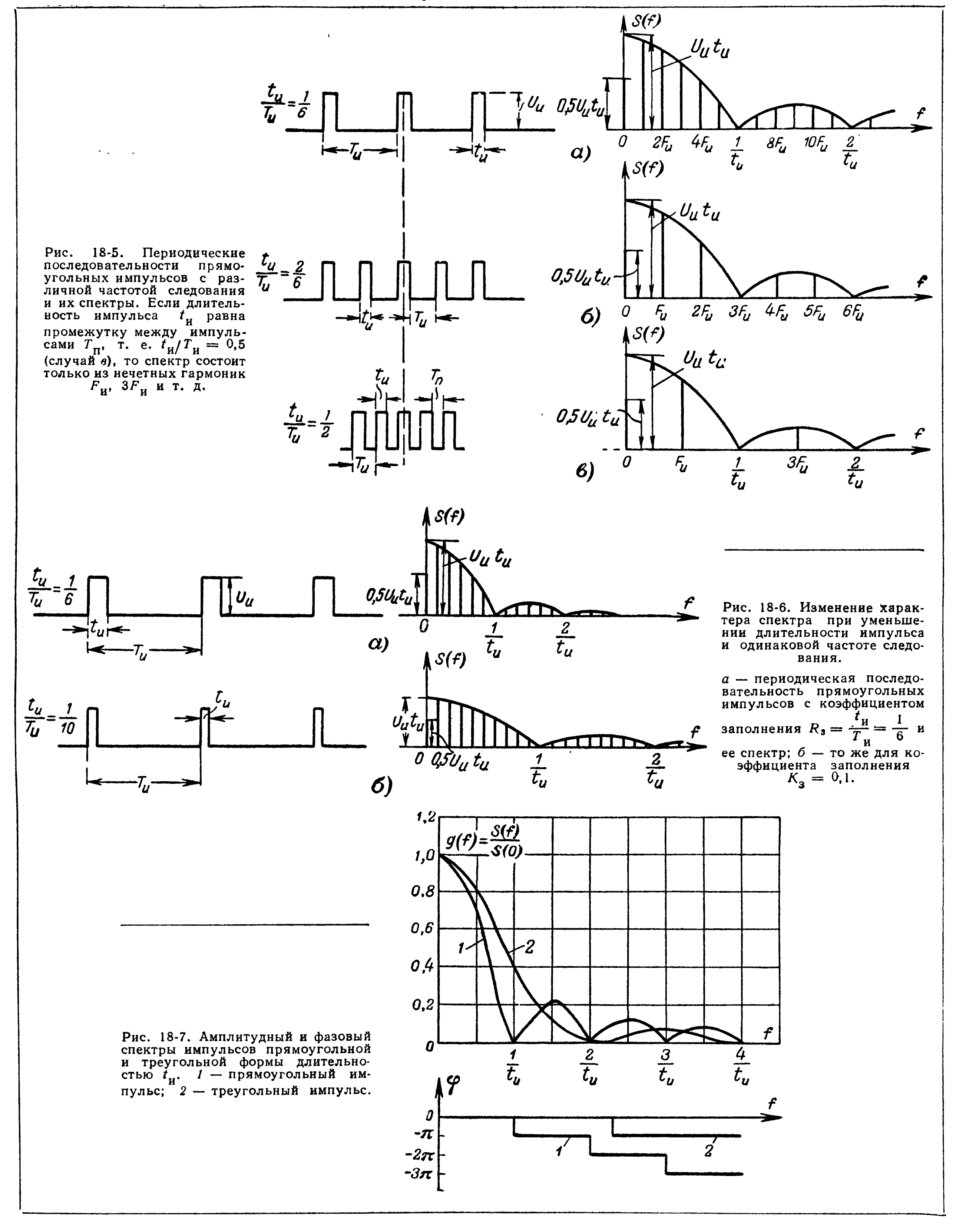


Рис. 18-5. Периодические последовательности прямоугольных импульсов с различной частотой следования и их спектры. Если длительность импульса $t_и$ равна промежутку между импульсами $T_п$, т. е. $t_и/T_и = 0{,}5$ (случай *в*), то спектр состоит только из нечетных гармоник $F_и$, $3F_и$ и т. д.

Рис. 18-6. Изменение характера спектра при уменьшении длительности импульса и одинаковой частоте следования.

а — периодическая последовательность прямоугольных импульсов с коэффициентом заполнения $K_з = \frac{t_и}{T_и} = \frac{1}{6}$ и ее спектр; *б* — то же для коэффициента заполнения $K_з = 0{,}1$.

Рис. 18-7. Амплитудный и фазовый спектры импульсов прямоугольной и треугольной формы длительностью $t_и$. *1* — прямоугольный импульс; *2* — треугольный импульс.

другую сторону несущей аналогичным спектром до получения симметрии относительно вертикальной оси (рис. 18-10). Активная ширина $2\Delta f_{сп}$ спектра радиоимпульса в 2 раза больше активной ширины спектра соответствующего ему видеоимпульса.

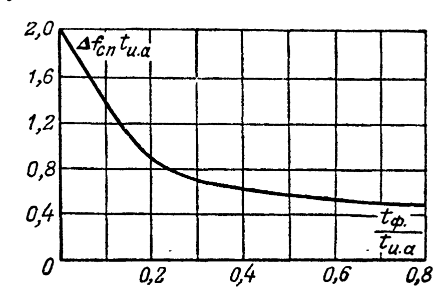


Рис. 18-8. Универсальный график для определения активной ширины $\Delta f_{сп}$ спектра импульса по заданным $t_{и.а}$ и $t_ф$. Величина $\Delta f_{сп}$ равна полосе частот, в пределах которой сосредоточено 95% энергии спектра. График справедлив для импульсов любой гладкой формы (без наложенных высокочастотных колебаний).

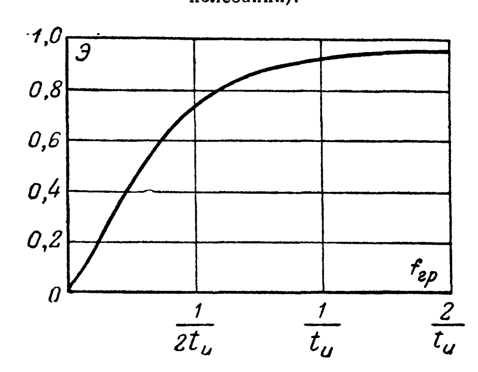


Рис. 18-9. Зависимость энергии $Э$ в спектре прямоугольного импульса от граничной частоты $f_{гр}$. В полосе от 0 до $f_{гр} = \frac{2}{t_и}$ содержится 95% всей энергии импульса.

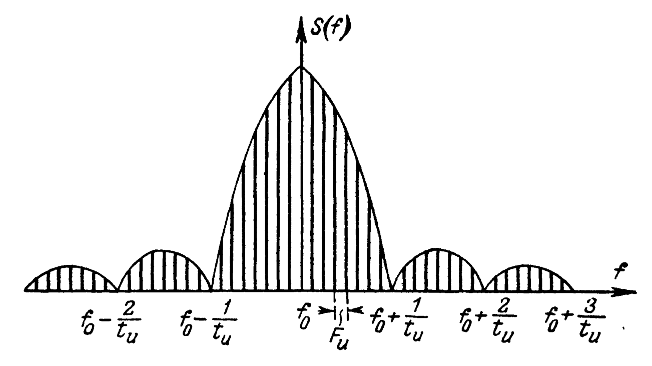


Рис. 18-10. Спектр последовательности прямоугольных радиоимпульсов длительностью $t_и$, следующих с частотой $F_и$ при условии, что период заполнения $t_з = 1/f_0 \ll t_и$. $F_и$ — частота повторения; f_0 — частота заполнения радиоимпульса.

Для практически неискаженного пропускания радиоимпульса через линейную цепь также необходимо, чтобы полоса B пропускания этой цепи не была меньше активной ширины спектра радиоимпульса.

18-3. ПРОХОЖДЕНИЕ ИМПУЛЬСОВ ЧЕРЕЗ ПРОСТЕЙШИЕ ЛИНЕЙНЫЕ ЦЕПИ

Действие радиоимпульса на колебательный контур

В случае точной настройки (частота заполнения равна резонансной частоте контура) амплитуда напряжения на конденсаторе контура, начиная с момента начала действия прямоугольного импульса, экспоненциально нарастает с постоянной времени τ (рис. 18-11),

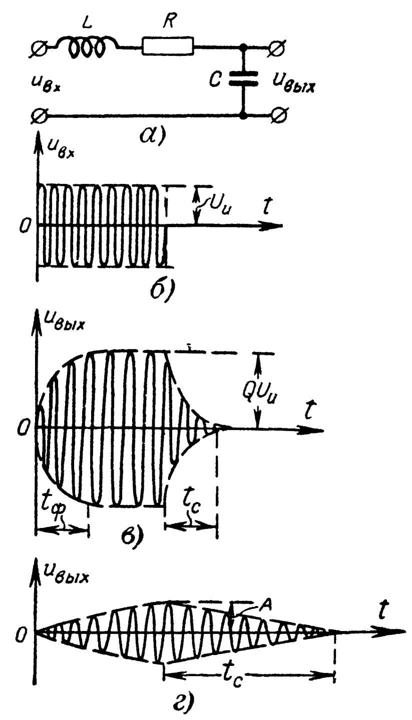


Рис. 18-11. Действие радиоимпульса на резонансный колебательный контур.

а — схема; *б* — входной импульс; *в* — выходной импульс при условии, что $t_и > Q/f_0 = 1/B$; *г* — то же при условии $t_и < Q/f_0$; $Q = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{\omega_0 CR}$; $t_ф = t_с = 3\frac{Q}{\pi f_0} \approx \frac{Q}{f_0} \approx \frac{1}{B}$; B — полоса пропускания; $f_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$; Q — добротность.

$$U_ф = U_и Q\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right),$$

где

$$\tau = \frac{1}{\pi 2\Delta f} = \frac{Q}{\pi f_0} = \frac{2L}{R}; \quad Q = \frac{L}{CR};$$

здесь L, C и R — параметры контура; Q — добротность, B — полоса пропускания; f_0 — резонансная частота; τ — постоянная времени контура.

В момент окончания импульса начинается экспоненциальный спад амплитуды напряжения с той же постоянной времени:

$$U_{ср} = Ae^{-\frac{t}{\tau}};$$

где $A = U_и Q\left(1 - e^{-\frac{t_и}{\tau}}\right)$ — амплитуда к моменту окончания входного импульса.

Импульс успевает нарасти до своего установившегося значения ($A = QU_и$), если $t_и \geqslant 3\tau$, т. е. при условии, что $t_и = 3/\pi B \approx 1/B$. В результате прохождения через колебательный контур прямоугольный импульс искажается: фронт и срез импульса становятся экспоненциальными. Их длительность имеет величину, обратную полосе пропускания,

$$t_ф = t_с = \frac{1}{B},$$

если только $t_ф,\ t_с < t_и$.

Искажения будут тем меньше, чем шире полоса пропускания. Это согласуется со спектральными представлениями: чем шире полоса пропускания, тем большее количество гармоник радиоимпульса проходит через контур тем меньше искажается форма импульса.

Эта закономерность распространяется на импульсы произвольной формы. Небольшие искажения будут только в том случае, когда полоса пропускания $B \geqslant k/t_и$, где величина k имеет порядок одной или нескольких единиц и зависит от допустимых искажений.

Действие прямоугольного импульса на цепь *RC*

Особенности прохождения прямоугольных импульсов через цепь RC показаны на рис. 18-12. Характер выходного сигнала зависит от соотношения длительности

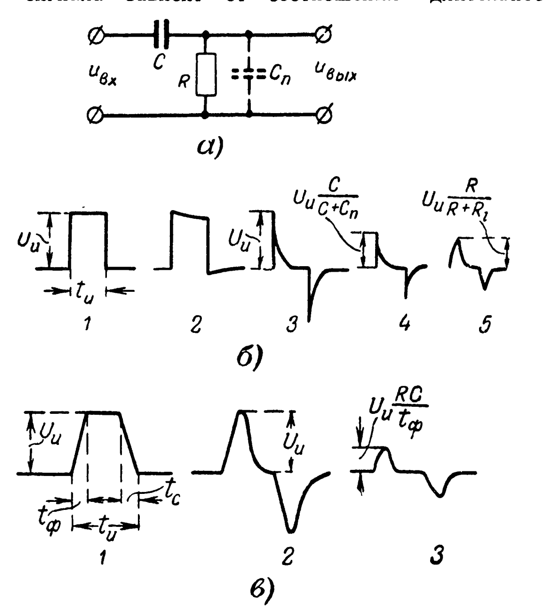


Рис. 18-12. Прохождение импульсов через цепь, состоящую из последовательно соединенных C и R.

а — схема; *б* — прохождение прямоугольного импульса (*1* — входной импульс; *2* — выходной импульс при $RC \gg t_и$; *3* — выходной импульс при $RC \ll t_и$; *4* — то же при учете паразитной емкости $C_п$; *5* — то же при учете $C_п$ и внутреннего сопротивления R_i генератора импульсов, питающего цепь RC); *в*—прохождение трапецеидального импульса (*1* — входной импульс; *2* — выходной импульс при $t_ф < \tau \ll t_и$; *3* — то же при $\tau < t_ф$).

импульса $t_и$ и постоянной времени цепи $\tau = RC$. При $RC \gg t_и$ за время импульса напряжение на конденсаторе не успевает измениться и выходной импульс искажается мало. Импульс на сопротивлении R практически повторяет импульс на входе. Поэтому такая цепь используется как переходная между усилительными каскадами и предназначена для исключения действия постоянной составляющей с анода лампы предшествующего каскада на сетку лампы последующего.

При $RC \ll t_и$ за время, пока длится импульс, конденсатор успевает зарядиться и напряжение на сопротивлении R экспоненциально спадает от максимума до нуля. После окончания импульса конденсатор C разряжается. В результате прохождения тока разряда через сопротивление R на выходе образуется экспоненциальный импульс отрицательной полярности. Такая цепь называется дифференцирующей (укорачивающей); на выходе ее образуются два коротких импульса положительной и отрицательной полярности.

В промежуточном случае выходной сигнал имеет вид двух скачков с амплитудой $U_и$ (в момент фронта и среза импульсов), соединенных двумя экспонентами.

Дифференцирующая цепь служит для получения кратковременных импульсов. Сокращение длительности выходных импульсов достигается выбором постоянной времени RC, значительно меньшей $t_и$. При этом необходимо учесть влияние паразитной входной емкости последующих цепей, внутреннего сопротивления генератора импульсов и конечную крутизну фронта и среза входного импульса.

Из-за паразитной емкости $C_п$, подключенной к сопротивлению R, амплитуда выходного импульса уменьшается. Поэтому следует выбирать $C > (5 \div 10)\ C_п$. Практически минимальная емкость C имеет порядок 40—100 *пф*.

Минимальная величина R ограничивается влиянием внутреннего сопротивления генератора, шунтирующего дифференцирующую цепь. Желательно, чтобы R было значительно больше внутреннего сопротивления R_i питающего генератора. Обычно R имеет порядок 10—100 *ком*.

18-4. ЛИНИИ ДЛЯ ЗАДЕРЖКИ ИМПУЛЬСОВ ВО ВРЕМЕНИ

Для задержки импульсов могут использоваться электрические искусственные линии, а также ультразвуковые линии с магнитострикционными и пьезоэлектрическими преобразователями.

Электрические линии задержки

Электрические линии представляют собой широкополосный фильтр низких частот. Они предназначены для задержки видеоимпульсов на время от нескольких долей микросекунды до 20—50 *мксек*.

Задержка в линии обусловлена переходными процессами в ее отдельных элементах. Для того чтобы в линии не возникало отражений, она должна быть нагружена на волновое сопротивление W. В случае разомкнутой линии от конца отражается импульс напряжения той же полярности, что и приходящий (отражение волны напряжения без перемены знака). При замкнутой накоротко линии от ее конца отражается импульс напряжения, полярность которого противоположна полярности приходящего импульса.

Используются электрические линии задержки однородные (с распределенными постоянными) и многоячеечные (с сосредоточенными постоянными).

Однородная линия оформляется обычно в виде намотанной на гибкий диэлектрический стержень спирали, поверх которой надета медная оплетка, изолированная от спирали слоем диэлектрика. Снаружи спираль покрывается защитным пластмассовым чехлом. Индуктивность линии образуется спиралью, а емкость — витками спирали и оплеткой.

Прохождение импульсов через простейшие RC- и LC-цепи

Схема цепи	Формула выходного напряжения		Основные соотношения для выходных импульсов		
	$t < t_и$	$t > t_и$			
C, R	$U_и e^{-\frac{t}{\tau}}$	$-U_и\left(e^{-\frac{t_и}{\tau}}-1\right)e^{-\frac{t-t_и}{\tau}}$	$RC = 10t_и$ № 1: $A = U_и$; $B = 0{,}1U_и$	$RC = t_и$ № 2: $A = U_и$; $B = 0{,}64U_и$	$RC = 0{,}1t_и$ № 3: $A = U_и$; $B = U_и$
R_i, C, R	$U_и \frac{R}{R_i+R} e^{-\frac{t}{\tau}}$ $\tau = (R_i+R)C$	$-\frac{U_и R}{R_i+R}\times$ $\times\left(e^{-\frac{t_и}{\tau}}-1\right)e^{-\frac{t-t_и}{\tau}}$ $\tau = (R_i+R)C$	$\tau = 10t_и$ № 1: $A = U_и \frac{R}{R_i+R}$; $B = 0{,}1A$	$\tau = t_и$ № 2: $A = U_и \frac{R}{R_i+R}$; $B = 0{,}64A$	$\tau = 0{,}1t_и$ № 3: $A = U_и \times$ $\times \frac{R}{R_i+R}$; $B = A$
R	$U_и e^{-\frac{t}{\tau}}$ $\tau = \frac{L}{R}$	$-U_и\left(e^{-\frac{t_и}{\tau}}-1\right)e^{-\frac{t-t_и}{\tau}}$ $\tau = \frac{L}{R}$	$\frac{L}{R} = 10t_и$ № 1: $B = 0{,}1U_и$	$\frac{L}{R} = t_и$ № 2: $B = 0{,}64U_и$	$\frac{L}{R} = 0{,}1t_и$ № 3: $B = U_и$
R, C	$U_и\left(1-e^{-\frac{t}{\tau}}\right)$	$U_и\left(e^{-\frac{t_и}{\tau}}-1\right)e^{-\frac{t-t_и}{\tau}}$	$RC = 10t_и$ № 4: $B = 0{,}1t_и$	$RC = t_и$ № 4: $B = 0{,}1t_и$	$RC = 0{,}1t_и$ № 5: $B = U_и$

Входной импульс

Выходные импульсы

$U_и$ $t_и$

№1 (A, B) №2 (A, B, $U_и$) №3 (A, B) №4 (B) №5 (B)

Волновое сопротивление линии

$$W = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}},$$

где L_1 и C_1 — погонные индуктивность и емкость. Обычно C_1 имеет порядок 10—20 *пф/см*.

Волновое сопротивление W может изменяться главным образом за счет величины L_1 и имеет порядок от нескольких сотен *ом* до 1—1,5 *ком*. Увеличение W достигается расширением диаметра спирали, что ведет к увеличению габаритов линии.

Время задержки линии на единицу длины

$$t_1 = \sqrt{L_1 C_1},$$

где L_1 — в *мкгн/см*; C_1 — в *мкф/см*; t_1 — в *мксек/см*.

Для увеличения t_1 и W спираль наматывается на гибкий ферритовый стержень, в результате чего t_1 и W возрастают в $\sqrt{\mu}$ раз (μ — магнитная проницаемость стержня).

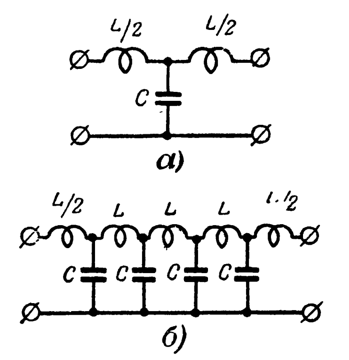


Рис. 18-13. Многоячеечная линия задержки.

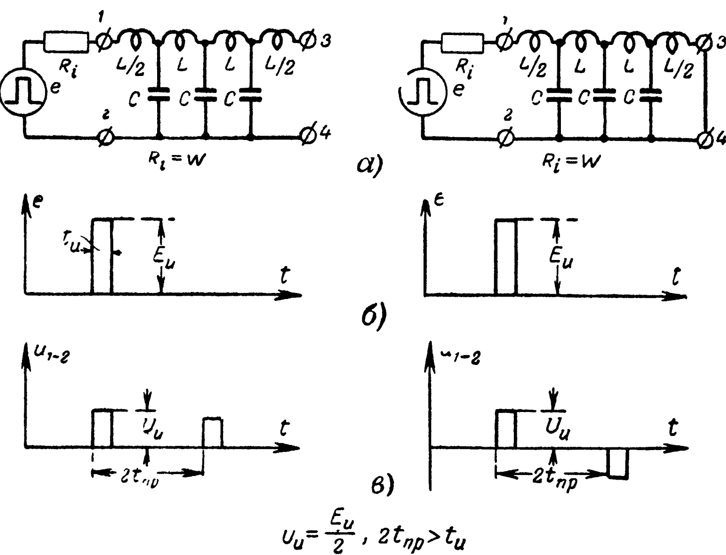
а — элементарная ячейка; *б* — обозначение линии на схемах.

Величины n, L и C связаны соотношениями

$$n = \frac{t_{пр}}{\sqrt{LC}}; \quad L = 0{,}1 R_н t_и; \quad C = 0{,}1\frac{t_и}{R_н};$$

здесь $R_н$ — величина нагрузочного сопротивления, равная необходимому значению волнового сопротивления W.

Для улучшения качественных показателей линии между индуктивностями отдельных ячеек устанавливается определенная связь. Оптимальный коэффициент связи близок к 1,27.



$$U_u = \frac{E_u}{2}, \quad 2t_{пр} > t_u$$

Рис. 18-14. Отражения импульсов от нагрузочного конца линии задержки.

а — разомкнутая и короткозамкнутая линия с генератором импульсов, внутреннее сопротивление которого равно волновому сопротивлению линии; *б* — э. д. с. генератора $E_и = 2U_и$ (в момент включения она распределяется поровну между внутренним сопротивлением генератора $R_i = W$ и входным сопротивлением линий, равным также W); *в* — напряжение на входных зажимах *1* и *2* линии при условии, что время пробега $2t_{пр}$ импульса к концу линии и обратно превосходит длительность импульса $t_и$ (уменьшение амплитуды отраженных импульсов обусловлено наличием затухания).

На практике такие линии применяются для небольшой временной задержки (доли и единицы микросекунд).

При большом времени задержки длина линии получается весьма значительной; в результате этого наблюдается сильное затухание.

Многоячеечные линии состоят из большого количества последовательно соединенных элементарных фильтрующих ячеек (рис. 18-13).

Волновое сопротивление линии

$$W = \sqrt{\frac{L}{C}},$$

а время задержки

$$t_{пр} = n\sqrt{LC},$$

где n — число ячеек.

Величины L и C нельзя выбирать произвольно, так как линия должна иметь достаточно широкую полосу для неискаженного пропускания импульсов. Частота среза линии, рассматриваемой как фильтр нижних частот

$$f_{ср} = \frac{2 \div 4}{t_и},$$

где $t_и$ — длительность импульса.

Если нагрузочное сопротивление линии отличается от волнового, то в линии наблюдаются отражения от конца. На рис. 18-14 представлены диаграммы напряжений в начале линии, если она в конце разомкнута или замкнута накоротко. Отраженный импульс напряжения приходит к началу линии через время $2t_{пр}$; его полярность совпадает с полярностью падающего импульса для разомкнутой на конце линии и противоположна для короткозамкнутой линии.

Многоячеечные линии используются для задержки импульсов на время до единиц и десятков микросекунд. С увеличением времени задержки и следовательно, количества ячеек n линии возрастает общее затухание и амплитуда выходных импульсов уменьшается.

Ультразвуковые линии задержки

Эти линии используются для задержки импульсов от 100 до нескольких тысяч микросекунд. Электрический видеоимпульс в них преобразуется в ультразвуковой, последний распространяется в звукопроводящей среде и поступает на приемник, вновь преобразующий ультразвуковой импульс в электрический. Общее время задержки равно акустической длине пути импульса, деленной на скорость ультразвука в данной среде.

Для преобразования импульсов используются явления магнитострикции или пьезоэлектричества.

В первом случае преобразователь состоит из катушки, надетой на ленту из магнитострикционного материала (например, никеля). При прохождении электрического импульса возникает волна механического возмущения, которая распространяется вдоль линии и через некоторое время достигает приемной катушки, где вновь преобразуется в электрический импульс

Во втором случае в качестве преобразователей используются пластины пьезокварца или кристаллы сегнетовой соли На передающей стороне пьезоэлемент возбуждается видеоимпульсом, в результате чего возникает серия высокочастотных ультразвуковых колебаний (с периодом, много меньшим длительности импульса), распространяющихся в твердой или жидкой среде. На приемной стороне имеет место обратное преобразование ультразвуковых колебаний в радиоимпульс, который после детектирования образует видеоимпульс, задержанный относительно исходного.

В качестве задерживающей среды используются обычно ртуть, плавленый кварц, магниевые сплавы, сталь Скорость распространения ультразвука v в ртути составляет около 0,15 *см/мксек*, в твердых телах — 0,55 *см/мксек* Общая задержка импульса $t_{пр} = l/v$, где l — акустическая длина пути ультразвуковой волны. Для сокращения размеров линии часто используют многократные отражения волны от граней звукопровода

18-5. ОГРАНИЧИТЕЛИ

Ограничителем называется электронное устройство, в котором выходное напряжение остается неизменным после того, как входное напряжение достигает определенной величины, называемой **порогом ограничения**. До момента достижения порога ограничения выходное напряжение повторяет по форме входное

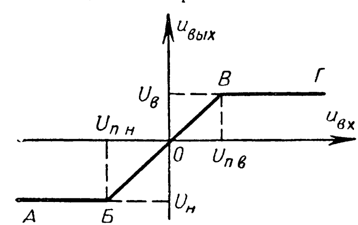


Рис. 18-15. Характеристика двустороннего ограничителя (зависимость выходного напряжения от входного). $U_{п.в}$ и $U_{п.н}$ — верхний и нижний пороги ограничения.

В зависимости от соотношения между входным сигналом и порогом ограничения различают следующие типы ограничителей.

ограничитель сверху (по максимуму), когда устройство имеет только верхний порог (при увеличении входного напряжения);

ограничитель снизу (по минимуму), когда устройство имеет только нижний порог (при уменьшении входного напряжения),

двусторонний ограничитель, когда устройство имеет верхний и нижний пороги ограничения.

Основной характеристикой ограничителя является зависимость между выходным и входным напряжениями. Для двустороннего ограничителя она имеет вид ломаной линии *АБВГ* (рис. 18-15). Пороги ограничения сверху $U_{п.в}$ и снизу $U_{п.н}$, а также уровни ограничения $U_в$ и $U_н$ могут быть положительными и отрицательными.

В практике используются ограничители с диодами и многоэлектродными лампами

Диодные ограничители

Действие диодного ограничителя основано на использовании нелинейных свойств диода — резком различии внутренних сопротивлений при перемене полярности напряжения на его электродах.

В схемах ограничителей могут использоваться ламповые и кристаллические диоды. В последнем случае запирающее напряжение должно быть меньше пробивного.

По характеру включения диода относительно нагрузочного сопротивления различают последовательные и параллельные ограничители

В последовательном ограничителе диод *Д* включается последовательно с нагрузочным сопротивлением $R_н$

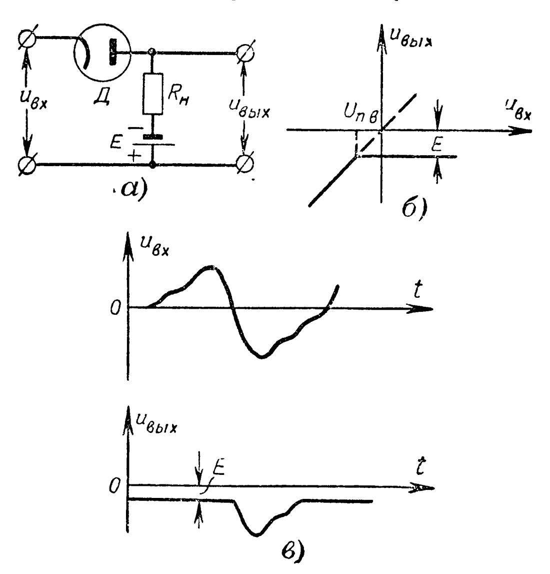


Рис. 18-16. Диодный последовательный ограничитель сверху.
а — схема; *б* — характеристика; *в* — временные диаграммы входного и выходного напряжений. Порог ограничения $U_{п.\,в} = E < 0$.

(рис 18-16). Для четкой работы ограничителя необходимо выдержать следующие соотношения.

$$R_д \ll R_н \ll R_{д.\,обр},$$

где $R_д$ и $R_{д.\,обр}$ сопротивления диода в прямом и обратном направлениях.

Если анод диода соединен с нагрузочным сопротивлением, то имеет место ограничение сверху. Диод *Д* открыт, когда входной сигнал по величине меньше э. д. с. E батареи. При открытом диоде выходное напряжение повторяет по форме входное. Когда входной сигнал превышает величину э. д. с. батареи E, диод закрывается и выходное напряжение остается неизменным и равным E.

Порог ограничения сверху $U_{п.\,в} = E$. Если требуется, чтобы $U_{п.\,в} = 0$, то батарея не используется. Для получения ограничителя снизу следует изменить полярность включения диода на обратную.

В **параллельном ограничителе** диод включается параллельно нагрузочному сопротивлению $R_н$ (рис. 18-17). В ограничителе выбирают $R_д \ll R_{огр} \ll R_н \ll R_{д.\,обр}$. В силу этого при открытом диоде большая часть входного напряжения падает на $R_{огр}$ и выходной сигнал практически остается на неизменном уровне. При закрытом диоде все напряжение падает на нагрузке. С помощью батареи устанавливается необходимый порог ограничения.

В практике чаще используется схема с последовательным включением диода (в силу более четкого ограничения и меньшей зависимости от величины нагрузки).

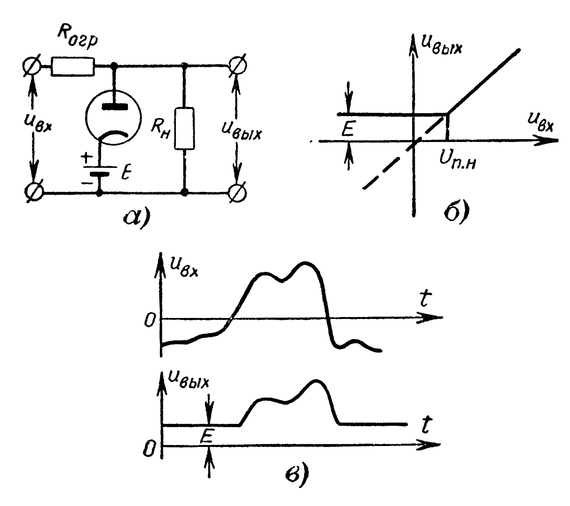


Рис. 18-17. Диодный параллельный ограничитель снизу. *а* — схема; *б* — характеристика; *в* — временные диаграммы. Порог ограничения $U_{п.н} = E > 0$.

Двусторонние диодные ограничители представляют в большинстве случаев комбинацию ограничителя сверху (с порогом $U_{п.в}$) и снизу (с порогом $U_{п.н}$), причем $U_{п.в} > U_{п.н}$ (рис. 18-18).

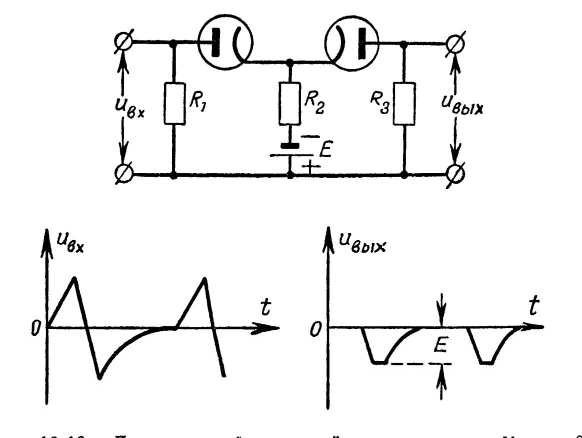


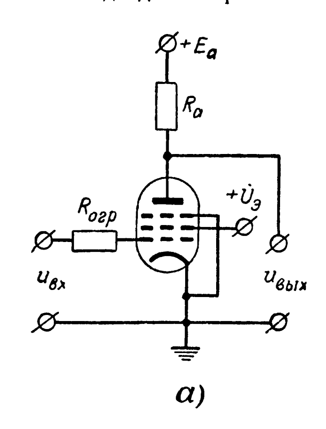
Рис. 18-18. Двусторонний диодный ограничитель $U_{п.в} = 0$; $U_{п.н} = E$. Выходное напряжение равно нулю, если $u_{вх}$ положительно, и напряжению источника, если входное ниже ограничения $(u_{вх} < E)$; $u_{вых} = E = -1{,}5$ *в* при $|u_{вх}| < -1{,}5$ *в*; $R_1 = R_3 = 20$ *ком*; $R_2 = 2$ *ком*.

При работе ограничителей необходимо учитывать действие паразитной емкости $C_п$, шунтирующей нагрузочное сопротивление. Она образуется емкостью монтажа и входной емкостью нагрузки.

Если ограничивается сигнал, имеющий характер резких перепадов, то в результате влияния $C_п$ фронт и срез выходного сигнала имеют характер экспонент. Для уменьшения их длительности нужно уменьшать постоянную времени $R_н C_п$, что при заданном $C_п$ достигается снижением величины $R_н$.

Ограничители с усилением

Ограничение с одновременным усилением достигается при использовании триодов и пентодов. Ограничение снизу получается за счет отсечки анодного тока. Ограничение сверху можно получить двумя путями: 1) в сеточном ограничителе — за счет односторонней проводимости участка сетка—катод, который действует как диод в схеме параллельного диодного ограничителя (рис. 18-19);



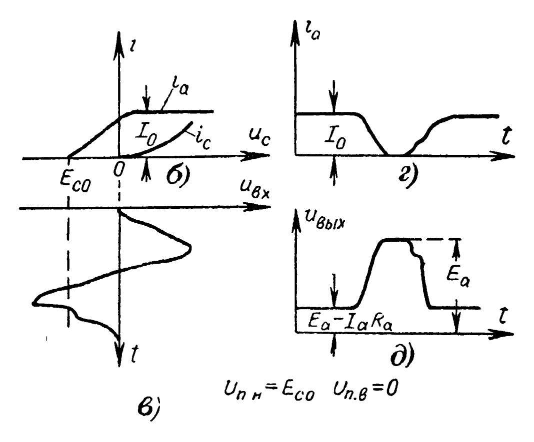


Рис. 18-19. Двусторонний ограничитель с сеточным ограничением сверху.

а — схема; *б* — динамические характеристики анодного $i_а$ и сеточного $i_с$ токов; *в* — входное напряжение; *г* — анодный ток; *д* — выходное напряжение. Нижний порог ограничения $U_{п.н}$ равен напряжению отсечки E_{c0}, а верхний $U_{п.в}$. Обычно $R_а = 10 \div 20$ *ком*, а $R_{огр} = 0{,}5 \div 1$ *Мом*.

2) в анодном ограничителе — за счет выбора столь большого сопротивления в анодной цепи лампы, при котором в момент достижения напряжения на сетке порога ограничения рабочая точка выходит на линию критического режима и дальнейший рост напряжения на сетке не меняет величины анодного тока и напряжения на аноде лампы. В ограничителях целесообразно использовать пентоды с резкой отсечкой анодного тока.

В качестве двусторонних ограничителей часто используется двухламповая схема с общим катодным сопротивлением (рис. 18-20). Ограничение достигается за счет запирания каждого из триодов при достижении входным напряжением порогов ограничения.

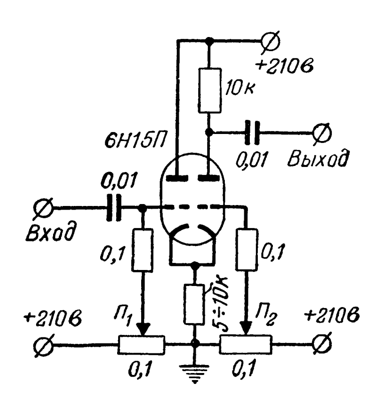


Рис 18-20. Двусторонний ограничитель на двойном триоде. Потенциометры $П_1$ и $П_2$ предназначены для установки верхнего и нижнего порогов ограничения.

В схемах таких ограничителей целесообразно использовать двойные триоды типов 6Н15П, 6Н2П, 6Н1П, 6Н8С. Преимуществом такой схемы является простота установки порогов ограничения.

18-6. МУЛЬТИВИБРАТОРЫ

Мультивибратор, представляющий собой двухламповый генератор, служит для получения периодических колебаний прямоугольной формы (рис. 18-21).

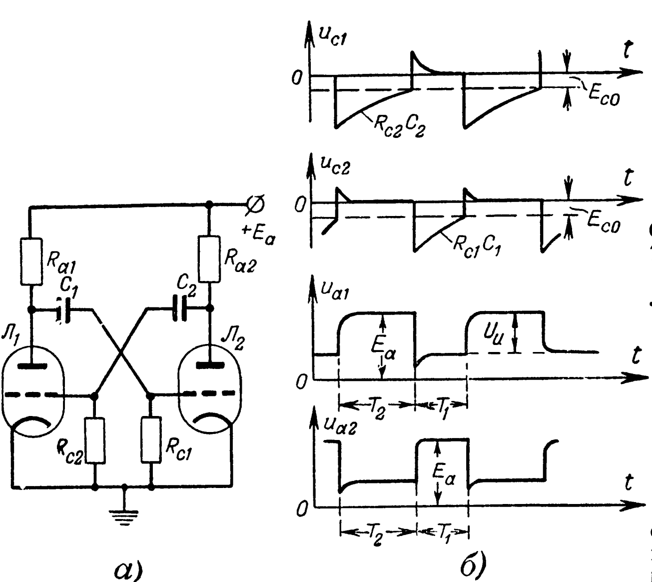


Рис. 18-21. Мультивибратор.

а — схема; *б* — временные диаграммы напряжения на сетках и анодах первой и второй ламп. Пример: $Л_1$, $Л_2$ — 6Н1П; $C_1 = C_2 = 100$ *пф*; $R_{c1} = R_{c2} = 200$ *ком*; $E_a = 250$ *в*; $R_{a1} = R_{a2} = 5$ *ком*; $F = \frac{1}{T} \approx 15$ *кгц*; амплитуда выходных импульсов $U_и = 70$ *в*.

В мультивибраторе в течение части периода одна из ламп (например, $Л_1$) открыта, а другая ($Л_2$) закрыта. Через определенный промежуток времени, когда напряжение на сетке закрытой лампы $Л_2$ достигает потенциала отсечки, происходит переброс схемы — лавинообразно нарастающий процесс, приводящий к открытию лампы $Л_2$ и закрытию $Л_1$.

Длительность открытого состояния T_1 и T_2 каждой лампы $Л_1$ и $Л_2$ зависит от постоянной времени цепи, состоящей из сопротивления, подключенного к сетке **закрытой** лампы, и конденсатора, соединенного с этим сопротивлением. Они определяются следующими формулами:

$$T_1 = 2{,}3R_{c1}C_1 \lg \frac{I_0R_{a1}}{E_{c0}};$$

$$T_2 = 2{,}3R_{c2}C_2 \lg \frac{I_0R_{a2}}{E_{c0}};$$

здесь I_0 — анодный ток ламп $Л_1$ и $Л_2$ при нулевом напряжении на сетке (лампы предполагаются одинаковыми), а E_{c0} — напряжение отсечки ламп $Л_1$ и $Л_2$.

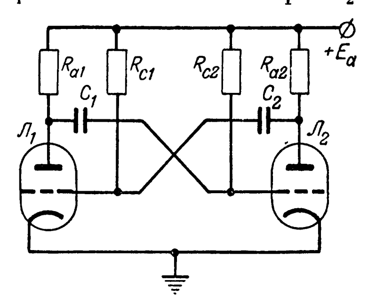


Рис. 18-22. Мультивибратор с положительным смещением. В схеме выбирают: $R_{a1} = R_{a2}$ — несколько *ком*; $R_{c1} = R_{c2}$ несколько сот *ком*; C_1 — несколько сот *пф*.

Период колебаний в мультивибраторе

$$T = T_1 + T_2.$$

Обычно затруднительно получить отношение T_1/T или T_2/T меньшим 0,1 (или большим 0,9).

В случае симметричного мультивибратора, когда лампы одинаковы, а параметры симметричны,

$$T = 4{,}6R_cC \lg \frac{I_0R_a}{E_{c0}}.$$

Для прикидочных подсчетов можно принять

$$T \approx 4{,}6R_cC.$$

Параметры мультивибратора выбираются с учетом следующих соотношений. Емкость конденсаторов должна в 10—15 раз превосходить входную емкость каждого из усилительных каскадов, входящих в состав мультивибратора (обычно не менее 150—300 *пф*). Сопротивления в анодных цепях должны быть в 5—15 раз меньше, чем в сеточных. В мультивибраторах используются обычно двойные триоды типов 6Н2П, 6Н15П и др.

Часто применяется разновидность схемы мультивибратора с положительным смещением (рис. 18-22), которая обладает большей стабильностью частоты по отношению к смене ламп.

Мультивибратор хорошо синхронизируется синусоидальным или импульсным напряжением на основной его частоте колебаний, а также на частотах, в целое число раз меньших или больших ее.

Напряжение синхронизации вводится в цепи сеток или анодов ламп.

Ждущий мультивибратор (рис. 18-23). Это устройство имеет одно устойчивое состояние равновесия, соответствующее открытой лампе $Л_2$ и закрытой $Л_1$. При запуске внешним сигналом (импульсом) устройство скачком переходит в новый режим: $Л_1$ открывается, а $Л_2$ закрывается. В этом состоянии оно находится в течение некоторого вре-

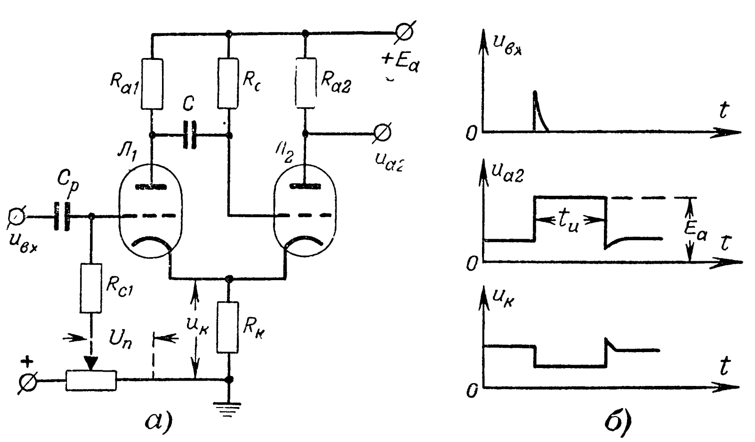


Рис. 18-23. Ждущий мультивибратор.

а — схема; *б* — временные диаграммы напряжений. Типовые значения деталей $R_{a1} = R_{a2} = 2 \div 10$ *ком*; $R_к = 1 \div 10$ *ком*, $R_c = 0,5 \div 1,5$ *Мом*; $C = 300 - 5000$ *пф*; $R_{c1} \approx 0,5$ *Мом*.

мени $t_и$, по истечении которого вновь возвращается в исходное состояние. На аноде открытой лампы возникает при этом положительный импульс. Длительность импульса

$$t_и = 2,3R_cC\lg\frac{E_a - I_{02}R_к + I_{01}R_{a1}}{E_a + E_{c0} - I_{01}R_к},$$

где I_{01} — анодный ток лампы $Л_1$ при отключенной лампе $Л_2$;
I_{02} — анодный ток лампы $Л_2$ в исходном режиме;
E_{c0} — потенциал отсечки лампы $Л_2$.

Длительность импульса можно менять плавно в широких пределах (от единиц до нескольких сотен микросекунд путем регулировки потенциала сетки лампы $Л_1$ и ступенями, изменением емкости конденсаторов. С увеличением $U_п$ длительность импульса $t_и$ растет почти линейно. Изменять $t_и$ можно также с помощью сопротивления R_c. В небольших пределах регулировку $t_и$ можно осуществлять и изменением величины сопротивления $R_к$ ($t_и$ увеличивается при уменьшении $R_к$).

Следует отметить, что от данной схемы нельзя получить $t_и$ бо́льшим, чем 0,8—0,85 от интервала между импульсами запуска, поскольку устройство должно успеть возвратиться в исходное состояние равновесия.

Для обеспечения нормальной работы устройства необходимо, чтобы

$$R_к \geqslant \frac{E_{c0} - U_п}{I_{02}}.$$

В противном случае лампа $Л_1$ не закроется и ищущий мультивибратор перейдет в автоколебательный режим.

С другой стороны, $U_п$ не должно быть очень малым, так как иначе не произойдет переброса и мультивибратор будет действовать как двухкаскадный усилитель с отрицательной обратной связью (через сопротивление $R_к$).

Запуск мультивибратора осуществляется положительным импульсом на управляющую сетку лампы $Л_1$ или отрицательным импульсом на ее анод. Целесообразно для запуска использовать дополнительный триод.

Амплитуда импульсов запуска (0,1—20 *в*) подбирается экспериментально.

Встречается также разновидность схемы ждущего мультивибратора с катодной связью, где сопротивление R_c соединяется с катодами ламп.



18-7. ФАНТАСТРОН

Фантастрон (рис. 18-24) служит для получения линейно падающего напряжения, а также для создания импульсов, длительность которых изменяется пропорционально управляющему напряжению.

Действие фантастрона основано на линейном разряде конденсатора C, включенного между анодом и управляющей сеткой лампы усилительного каскада с большим коэффициентом усиления. Разряд начинается в момент запуска устройства внешним импульсом и заканчивается, когда напряжение на аноде лампы падает до некоторой минимальной величины.

Для фантастрона используются многоэлектродные лампы, например гептоды (обычно типа 6А7) или пентоды (например, 6Ж2П).

Регулировка длительности линейно падающего напряжения на аноде (отрицательного импульса на катоде и положительного на экранирующей сетке) осуществляется изменением потенциала анода фантастронной лампы $Л_1$ с помощью прецизионного потенциометра $П$, соединенного с катодом отсекающего диода $Л_2$. Триод $Л_3$ служит для сокращения времени возврата устройства в исходное состояние после прекращения генерации импульса.

Запуск фантастрона осуществляется отрицательным импульсом на анод лампы $Л_1$ (или положительным — на экранирующую сетку).

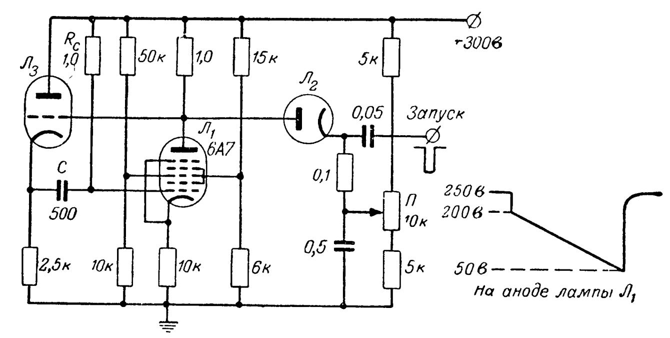


Рис. 18-24. Фантастрон на гептоде типа 6А7.

Потенциометр $П$ служит для регулировки длительности импульса пилообразного напряжения на аноде лампы $Л_1$.

Фантастрон характеризуется следующими показателями:

1) высокой линейностью импульса напряжения на аноде лампы (коэффициент нелинейности до 0,1%);

2) высокой стабильностью длительности импульса (при изменении напряжения источника питания на ±10% длительность меняется на ±0,15%);

3) малой зависимостью длительности импульса от изменения температуры (0,002% на 1° С).

Благодаря этим ценным качествам фантастрон часто используют для получения точной регулируемой временной задержки импульсов.

18-8. СПУСКОВЫЕ УСТРОЙСТВА (ТРИГГЕРЫ)

Спусковое устройство (триггер) обладает двумя состояниями устойчивого равновесия (рис. 18-25). В каждом из этих состояний одна лампа закрыта, в то время как другая открыта. Для перевода триггера из одного состояния в другое на схему подаются внешние сигналы (обычно

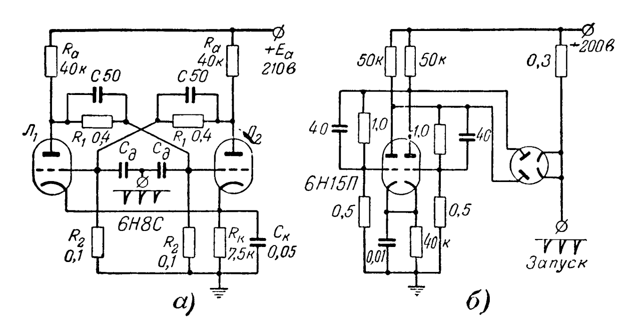


Рис. 18-25. Схемы триггеров.

а — запуск отрицательными импульсами одновременно на обе сетки, *б* — запуск через разделительные диоды импульсами отрицательной полярности.

импульсы), величина которых должна превышать определенные уровни — пороги срабатывания. Импульсы напряжения на анодах ламп противофазны и имеют почти прямоугольную форму.

Переход из одного состояния в другое (после того, как превзойден порог) происходит под действием внутренних процессов в триггере чрезвычайно быстро (за десятые доли микросекунды). Для увеличения скорости переброса и улучшения условий запуска при подаче запускающего импульса одновременно на обе лампы сопротивления R_1 шунтируются конденсаторами C небольшой емкости (50—100 *пф*). Смещение на сетки триодов $Л_1$ и $Л_2$ подается от внешней батареи или создается автоматически благодаря наличию сопротивления в цепи катода $R_к$. Как правило, спусковая схема собирается на двойных триодах (типов 6Н8С, 6Н15П, 6Н2П и др.).

Параметры схемы могут изменяться в широких пределах. Сопротивления R_a имеют порядок нескольких десятков килоом, сопротивления R_1 — несколько сотен килоом, сопротивление $R_к$ — до 10 *ком* и сопротивления $R_2 = (0{,}5 — 10)\ R_1$.

Триггер может запускаться:

1) импульсами одной полярности, подаваемыми поочередно на сетки триодов;

2) импульсами одной полярности, подаваемыми на сетки триодов одновременно через конденсаторы небольшой емкости; последние образуют вместе с сопротивлением участка сетка—катод открытой лампы дифференцирующую цепь (такой запуск называют иногда счетным);

3) импульсами разной полярности, подаваемыми на сетку любого триода.

Триггер более чувствителен к импульсам отрицательной полярности.

Для четкой работы устройства очень важно в значительной степени ослабить его связь с цепью запуска, что лучше всего достигается путем использования разделительных диодов (рис. 18-25, *б*). При таком запуске отрицательный импульс проходит только на сетку открытой лампы.

Важной характеристикой триггера является р а з р е ш а ю щ е е в р е м я — минимальный временной интервал между двумя запускающими импульсами, при котором триггер еще четко срабатывает (без пропусков). Быстродействие триггера часто характеризуют обратной величиной — максимальной частотой повторения импульсов, при которой триггер срабатывает без пропусков. Для триггеров на триодах она имеет порядок 100—200 *кгц*, а на пентодах 500 *кгц*—1 *Мгц*; специальными мерами ее можно довести до 5—10 *Мгц*.

Для триггеров часто используются другие электронные приборы· тиратроны, плоскостные транзисторы, лампы с холодным катодом.

Устройства, работающие подобно триггеру, могут быть осуществлены с использованием ферритовых катушек, сердечники которых обладают петлей гистерезиса, по форме близкой к прямоугольной.

18-9. БЛОКИНГ-ГЕНЕРАТОРЫ

Блокинг-генератор является широко распространенной схемой однолампового импульсного генератора с трансформаторной обратной связью (рис. 18-26). С помощью

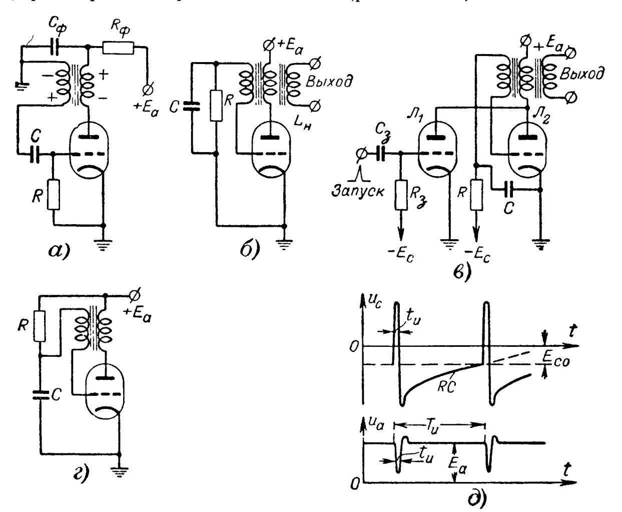


Рис. 18-26. Блокинг-генераторы.

а — основная схема блокинг-генератора ($R_фC_ф$ — фильтр с постоянной времени, в несколько раз большей периода повторения); *б* — разновидность основной схемы с другим способом включения цепи RC ($L_н$ — нагрузочная обмотка), *в* — запертый блокинг-генератор (исходное смещение $E_c > E_{c0}$; для запуска предназначена лампа $Л_1$, которая в исходном состоянии также заперта, пусковой импульс имеет положительную полярность); *г* — блокинг-генератор с положительным смещением; *д* — временные диаграммы напряжения на сетке u_c и на аноде u_a (на сетке генерируется положительный, а на аноде отрицательный импульс; E_{c0} — напряжение отсечки).

этого устройства можно получить весьма кратковременные импульсы (с длительностью порядка единиц и десятых долей микросекунды), следующие с периодом, который может изменяться в широких пределах (от единиц герц до сотен килогерц).

Важнейшей деталью блокинг-генератора является импульсный трансформатор, который обычно изготовляется в заводских условиях. Часто трансформатор снабжается дополнительной нагрузочной обмоткой. Этим

достигается изменение амплитуды и полярности импульса, а также согласование генератора с нагрузкой.

Анодный ток проходит через лампу блокинг-генератора только во время генерации импульсов. Поэтому, если скважность импульсов велика, при небольшой средней мощности можно получить большую мощность в импульсе.

Когда лампа находится в запертом состоянии происходит медленный разряд конденсатора C через сопротивление R. В момент достижения напряжения отсечки лампа открывается.

Благодаря действию положительной обратной связи между анодной и сеточной обмотками, генерируется одиночный импульс значительной амплитуды (при неправильном подключении концов обмоток блокинг-генератор

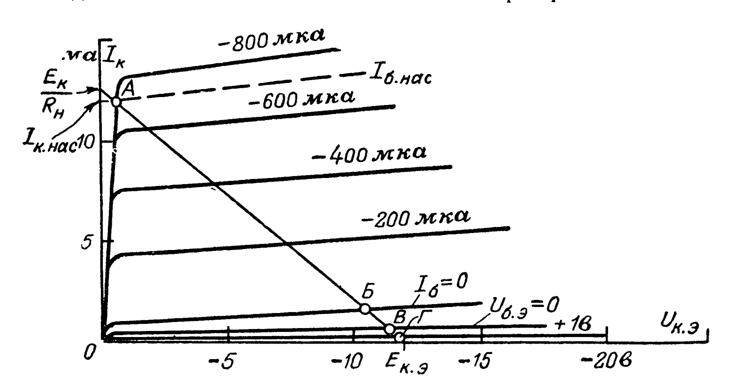


Рис. 18-27. Семейство коллекторных характеристик транзистора. Положение рабочих точек транзистора-ключа: A — в режиме насыщения («включено»); $Б$ — в режиме отсечки («выключено») при $I_б = 0$; $В$ — то же при $U_{б.э} = 0$; $Г$ — то же при $U_{б.э} > 0$ (для транзистора типа p-n-p).

не возбуждается). В процессе генерации импульса лампа находится в режиме глубокого насыщения, а конденсатор C заряжается сеточным током лампы до тех пор, пока лампа не выйдет из состояния насыщения, после чего образуется срез импульса. Затем начинается длительная стадия разряда конденсатора на сопротивление при закрытой лампе.

Частота повторения в широких пределах легко регулируется изменением сопротивления R.

Длительность импульса в небольших пределах изменяется при помощи конденсатора C, емкость которого обычно имеет порядок нескольких сот пикофарад.

В момент запирания лампы на срезе анодного и сеточного импульса могут возникать паразитные высокочастотные колебания. Для их демпфирования одну из обмоток шунтируют дополнительным сопротивлением, величина которого подбирается экспериментально.

Лампа блокинг-генератора в исходном состоянии может быть закрыта начальным отрицательным напряжением. В этом случае импульс генерируется только при действии внешнего пускового сигнала, доводящего лампу до открытого состояния (заторможенный режим).

Блокинг-генератор легко синхронизируется внешним сигналом (синусоидальным, импульсным и др.).

Для увеличения стабильности частоты повторения импульсов иногда используют блокинг-генераторы с положительным смещением, в которых сеточное сопротивление подключается к источнику анодного напряжения.

18-10. ИМПУЛЬСНЫЕ СХЕМЫ НА ТРАНЗИСТОРАХ

В импульсных схемах могут использоваться плоскостные и точечные транзисторы. Наибольшее распространение получили схемы с плоскостными транзисторами, так как они имеют более стабильные характеристики, меньший разброс параметров у различных экземпляров, лучше стабилизируются в широком диапазоне температур и имеют характеристики, более благоприятные для работы в импульсных схемах. Поэтому в дальнейшем приводятся импульсные схемы только с плоскостными транзисторами.

По принципу действия импульсные схемы на плоскостных транзисторах близко напоминают ламповые. Транзисторы обычно включаются по схеме с общим эмиттером так, что коллектор аналогичен аноду лампы, база — сетке, а эмиттер — катоду.

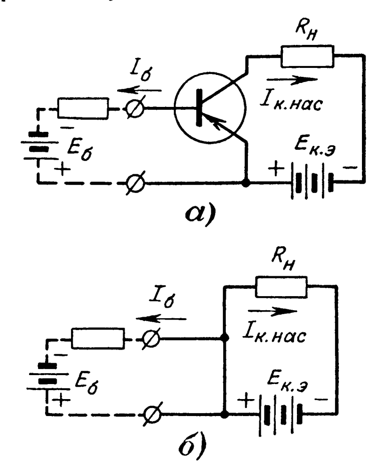


Рис. 18-28. Схема транзистора-ключа в открытом состоянии (а) и упрощенный эквивалент ее (б) при условии $E_{к.э} \gg U_{к.нас}$ и $E_б > U_{б.нас}$.

Статические параметры транзистора в ключевом режиме

Выводы коллектор—эмиттер транзистора можно использовать в качестве выключателя. При этом свойства транзистора как выключателя оказываются лучшими, чем у электронных ламп: остаточное падение напряжения на транзисторе во включенном состоянии обычно не превышает 0,1—0,2 *в*, остаточный ток в выключенном состоянии ограничивается единицами—десятками микроампер, а токи, которые можно включать с помощью даже сравнительно маломощных транзисторов, достигают сотен миллиампер.

Остаточные токи и напряжения, а также входные напряжения и токи, переводящие транзистор в открытое и закрытое состояния, и ряд других ключевых параметров могут быть определены из соответствующих семейств статических характеристик (рис. 18-27) или сообщены в виде нескольких чисел — параметров транзистора в режиме.

Ток насыщения коллектора $I_{к.\,нас}$ — максимальный ток в цепи коллектора (он же в цепи нагрузки), который может проходить при данных значениях напряжения $E_{к.\,э}$ источника питания коллекторной цепи и сопротивления $R_н$ нагрузки (рис. 18-28). Так как остаточное напряжение на открытом транзисторе весьма мало, то практически

$$I_{к.\,нас} = \frac{E_{к.\,э}}{R_н}.$$

В связи с тем, что особенно большие токи в цепи коллектора могут привести к разрушению транзистора, иногда указывают предельно допустимые для данного транзистора значения $I_{к.\,нас.\,доп}$ в режиме переключения.

Коэффициент усиления по постоянному току B в схеме ключа показывает, во сколько раз постоянный ток коллектора превышает постоянный ток базы,

$$B = \frac{I_к}{I_б}.$$

В общем случае значение B отличается от аналогичного параметра β для малых сигналов и зависит от тока коллектора $I_к$, при котором оно определяется.

Ток насыщения базы $I_{б.\,нас}$ — это минимальное значение тока базы, при котором ток коллектора достигает насыщения,

$$I_{б.\,нас} = \frac{I_{к.\,нас}}{B}.$$

Поскольку величина $I_{к.\,нас}$ зависит от схемы, в которую включен транзистор, то и ток $I_{б.\,нас}$ у одного и того же транзистора в различных схемах может принимать различные значения.

Коэффициент насыщения $K_{нас}$. Для того чтобы при небольших случайных отклонениях параметров схемы или параметров самого транзистора (например, в связи с изменением температуры) гарантировать надежное насыщение транзистора в открытом состоянии, в схеме переключения всегда выбирают ток базы $I_б$ больше значения $I_{б.\,нас}$. Отношение рабочего тока базы транзистора в открытом состоянии к току базы насыщения называют коэффициентом насыщения:

$$K_{нас} = \frac{I_б}{I_{б.\,нас}}.$$

Обычно величина $K_{нас}$ выбирается в пределах 2—3.

Поскольку избыточная (сверх $I_{б.\,нас}$) часть тока базы не вызывает увеличения тока коллектора выше значения $I_{к.\,нас}$, рабочий коэффициент усиления по току транзистора в схеме ключа оказывается меньше значения B в $K_{нас}$ раз:

$$K_{кл} = \frac{I_{к.\,нас}}{I_б} = \frac{I_{к.\,нас}}{I_{б.\,нас}K_{нас}} = \frac{B}{K_{нас}}.$$

Остаточное напряжение коллектора в режиме насыщения $U_{к.\,нас}$ — напряжение между выводами коллектор—эмиттер при насыщении транзистора. Эта величина зависит от выбранного значения тока $I_{к.\,нас}$ и от коэффициента насыщения, несколько снижаясь по мере увеличения $K_{нас}$. Однако даже на границе насыщения при $K_{нас} = 1 \div 1{,}1$ она не превышает десятых долей вольта.

Наблюдается примерно прямая пропорциональность между напряжением $U_{к.\,нас}$ и током $I_{к.\,нас}$. Поэтому находит распространение и другой параметр — сопротивление насыщения коллектора

$$R_{к.\,нас} = \frac{U_{к.\,нас}}{I_{к.\,нас}},$$

мало зависящий от выбираемого тока $I_{к.\,нас}$.

У германиевых транзисторов обычно $R_{к.\,нас} = 1 \div 5$ *ком*, а у кремниевых может достигать сотен ом.

Напряжение насыщения базы $U_{б.\,нас}$ — напряжение базы относительно эмиттера в режиме насыщения. Величину $U_{б.\,нас}$ определяют либо при заданном значении тока базы в режиме насыщения, либо на границе насыщения при $I_б = I_{б.\,нас}$. Значения $U_{б.\,нас}$ германиевых транзисторов обычно лежат в пределах 0,3—0,6 *в*.

Поскольку напряжения $U_{к.\,нас}$ и $U_{б.\,нас}$, как правило, оказываются весьма малыми в сравнении с напряжениями источников, то при расчете открытого состояния транзистора чаще всего ими вообще пренебрегают, считая, что транзистор представляет собой простое соединение трех проводов в одной точке.

Ток коллектора закрытого транзистора $I_{к.\,з}$ зависит от свойств транзистора и его температурного режима. С увеличением температуры он возрастает по закону, близкому к экспоненциальному.

Переходные характеристики транзистора в ключевом режиме

Открытие транзистора происходит в результате включения тока базы $I_{б1}$ в прямом для эмиттерного перехода направлении, при этом в режиме ключа $I_{б1} \gg I_{б,\,нас}$, а запирание обеспечивается принудительным смещением эмиттерного перехода в обратном направлении (рис. 18-29). Последнее обстоятельство допускает возникновение в цепи базы тока обратного направления $I_{б2}$ в момент запирания транзистора.

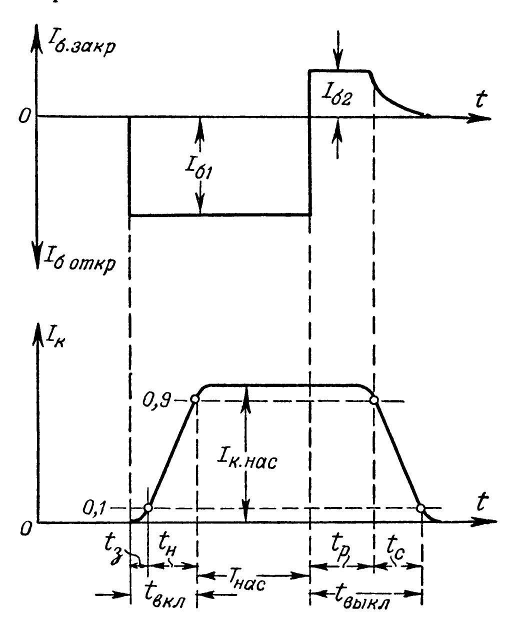


Рис. 18-29. Переходные искажения, вносимые транзистором при работе в режиме переключения $t_{вкл} \ll t_{выкл}$.

В режиме ключа ток коллектора ограничен нагрузочным сопротивлением:

$$I_{к.\,макс} \approx \frac{E_к}{R_н}.$$

Время включения

$$t_{вкл} = t_з + t_н,$$

где $t_з$ — время задержки и $t_н$ — время нарастания.

Когда транзистор находится в насыщенном состоянии, в базе накапливается избыточное количество неосновных носителей (дырок в транзисторе *p-n-p*), и при смене направления тока базы на обратное затрачивается определенное время на рассасывание этих носителей. В течение всего времени рассасывания ток коллектора сохраняет максимально возможное значение ($I_{к.\,нас}$) и, кроме того, через вывод базы проходит большой ток обратного направления ($I_{б2}$), ограничиваемый лишь схемными сопротивлениями. В связи с этим выключение транзистора происходит с заметной задержкой.

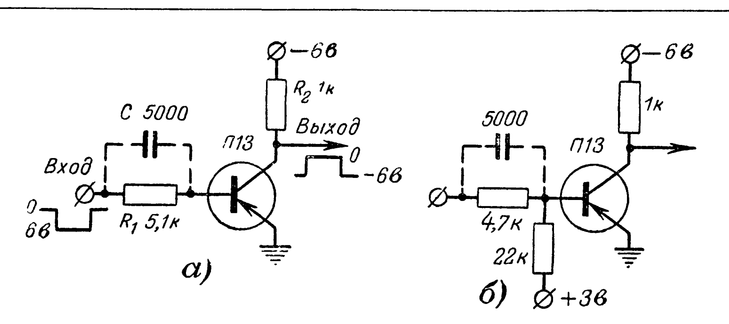


Рис. 18-30. Принципиальные схемы инверторов.

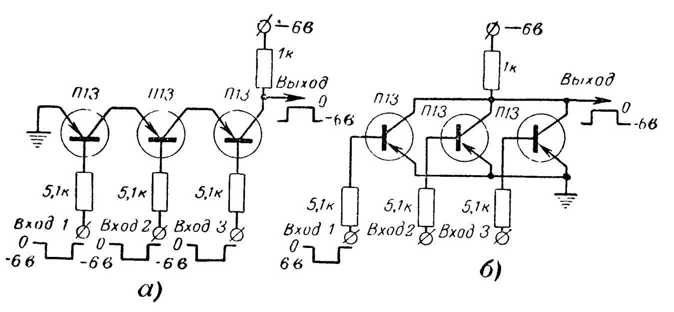


Рис. 18-31. Типовые схемы логических ячеек типа «И» (*а*) и «ИЛИ» (*б*).

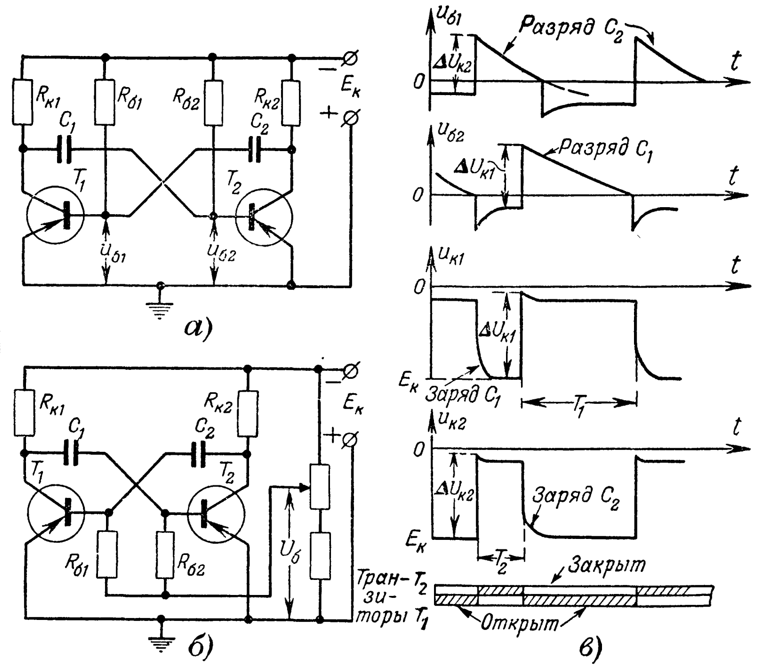


Рис. 18-32. Мультивибратор на плоскостных транзисторах.

а — принципиальная схема, *б* — схема мультивибратора с изменением частоты колебаний (с увеличением $|E_б|$ частот колебаний возрастает), *в* — диаграммы напряжения на базах и коллекторах (напряжение на коллекторе близко к нулю, когда транзистор открыт; оно отрицательно и равно $E_к$, когда транзистор закрыт; после каждого скачка в схеме происходит кратковременный переходный процесс заряда конденсатора, включенного между коллектором закрытого и базой открытого транзисторов). Типовые параметры: T_1 и T_2 — П14; $R_{к1} = R_{к2} = 2$ *ком*; $R_{б1} = R_{б2} = 100$ *ком*; $C_1 = C_2 = 1\,000$ *пф*, $T_1 = T_2 \approx 18-20$ *мксек*, $\Delta U_{к1} = \Delta U_{к2} = 9$ *в* при $E_к = 10$ *в*.

Время выключения

$$t_{выкл} = t_р + t_с,$$

где $t_р$ — время рассасывания избыточных носителей и

$t_с$ — время спада тока коллектора.

Времена, характеризующие переходной процесс в режиме ключа, зависят от выбранных значений токов $I_{б1}$, $I_{б2}$, $I_{к.нас}$ и связаны с частотными свойствами транзистора.

Типовые схемы

Инвертор (рис. 19-30, *а*) использует транзистор в режиме ключа и служит для изменения полярности сигнала на обратный.

Для улучшения фронтов выходного сигнала сопротивление R_1 блокируют конденсатором C, емкость которого подбирают в пределах 1 000—10 000 *пф*.

Для обеспечения хорошего запирания инвертора, особенно при повышенных температурах, применяют транзисторы с малыми значениями $I_{к0}$ и $I_{э0}$ (единицы микроампер) и значениями β в пределах 10—30 или вводят принудительное запирание с помощью второго источника питания противоположной полярности (рис. 18-30, *б*).

Логические ячейки. Ячейка типа И (рис. 18-31, *а*) создает выходной сигнал при условии поступления входных сигналов одновременно на все входы, т. е. действует как устройство совпадений.

Логическая ячейка типа ИЛИ (рис. 18-31, *б*) создает выходной сигнал при поступлении входного сигнала на любой из входов.

Для повышения быстродействия и улучшения запирания транзисторов в этих схемах применяют те же меры, что и в схеме инвертора.

Мультивибратор. Схема мультивибратора на транзисторах (рис. 18-32) аналогична схеме лампового мультивибратора с положительным смещением (см. рис. 18-22). В мультивибраторе сопротивления в коллекторных цепях $R_к$ имеют порядок единиц килоом и значительно меньше базовых сопротивлений $R_б$.

Транзисторы T_1 и T_2 находятся попеременно в открытом и закрытом состояниях. Переход из одного состояния в другое происходит в момент достижения базовым напряжением нулевого уровня. Длительность импульсов, вырабатываемых мультивибратором, определяется временем разряда конденсатора, включенного между коллектором открытого и базой закрытого транзисторов. Время разряда определяется следующими приближенными формулами:

$$T_1 = 0{,}7 R_{б2} C_1;$$

$$T_2 = 0{,}7 R_{б1} C_2.$$

Период колебаний

$$T = T_1 + T_2 = 0{,}7\,(R_{б2} C_1 + R_{б1} C_2).$$

Для симметричного мультивибратора

$$T = 1{,}4R_бC.$$

Регулировку частоты следования импульсов мультивибратора удобнее всего осуществлять путем изменения величины сопротивлений в цепи базы, а также напряжения источника $U_б$, к которому подключаются эти сопротивления (рис. 18-32, б). С увеличением ($U_б$) частота колебаний возрастает. От величины сопротивлений в цепи коллектора период колебаний практически не зависит.

Если открытые транзисторы не достигают состояния насыщения, то форма колебаний резко искажается и мультивибратор начинает работать неудовлетворительно. Это происходит при слишком малой величине сопротивлений $R_к$.

Ждущий мультивибратор. Схема ждущего мультивибратора на транзисторах (рис. 18-33) аналогична ламповой Транзистор T_1 в устойчивом состоянии закрыт, а T_2 открыт. Такой режим достигается соответствующим выбором величины $R_э$ (порядка 1—5 *ком*) и установкой напряжения на базе транзистора T_1 путем подбора сопротивлений делителя R_1 и R_2. При подаче пускового импульса на базу транзистора T_1 отрицательной полярности (на коллектор транзистора T_1 — положительной полярности) мультивибратор под действием внутренних процессов опрокидывается и переходит во второе состояние неустойчивого равновесия, когда T_1 открыт, а T_2 закрыт. Это состояние сохраняется в течение определенного времени, зависящего главным образом от величины сопротивления $R_б$ и емкости конденсатора C, после чего устройство вновь возвращается в исходное устойчивое состояние. На коллекторе транзистора T_2 образуется импульс отрицательной полярности длительностью $T \approx 0{,}7R_бC$. Регулировку длительности можно осуществлять с помощью сопротивления $R_б$ (плавно) и конденсатора C (скачком).

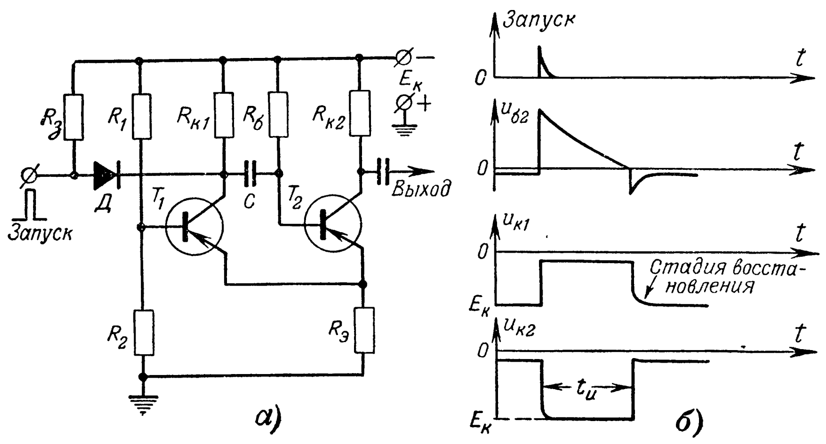


Рис. 18-33. Ждущий мультивибратор на транзисторах.

а — схема (диод *Д* предназначен для отключения пусковой цепи от мультивибратора после запуска), *б* — диаграммы напряжений на базе транзистора T_2 и коллекторах транзисторов T_1 и T_2.

В отличие от ламповой схемы длительность импульса нельзя регулировать изменением постоянного напряжения смещения на базе закрытого триода. скачок напряжения на коллекторе открытого транзистора, если он находится в состоянии насыщения, не зависит от этого смещения. Чем глубже насыщение, тем дольше процесс восстановления устойчивого состояния после очередного переброса схемы, т. е. тем длительнее процесс рассасывания заряда неосновных носителей, накопленного за время $t_и$ в базе.

Триггеры. Спусковые схемы (триггеры) на плоскостных транзисторах (рис. 18-34) аналогичны ламповым. Триггер обладает двумя устойчивыми состояниями, каждое из которых характеризуется открытым состоянием одного из транзисторов (в то время как другой закрыт). Триггерные схемы, как правило, симметричны: транзисторы одинаковы, а величины соответствующих сопротивлений равны друг другу.

Параметры схемы удовлетворяют следующим соотношениям:

$$R_к \ll R_1,\ R_2;\quad R_1R_2 \ll R_{к.\,обр},\ R_{э.\,обр};$$

здесь $R_{к.\,обр}$, $R_{э.\,обр}$ — сопротивления базы — эмиттера и коллектора—эмиттера закрытых триодов.

Обычно величина $R_к$ имеет порядок 1—3 *ком*, а сопротивления R_1 и R_2 измеряются десятками килоом.

Для того чтобы обеспечить уверенное запирание закрытого транзистора и режим насыщения открытого транзистора, сопротивления R_1 и R_2 необходимо выбирать так, чтобы соответственно выдерживались следующие соотношения:

для схемы с источником базового смещения

$$R_1 = \left(\frac{\beta_{мин}}{1 + \beta_{мин}\dfrac{I_{к0\ макс}}{I_{к.\ нас}}} - 1\right)R_к;$$

$$R_2 = \frac{E_б}{I_{к0\ макс}}$$

для схемы с автоматическим смещением (сопротивлением в цепи эмиттера)

$$R_1 = \left(\frac{\beta_{мин}}{1 + \beta_{мин}\dfrac{R_э}{R_2}} - 1\right)R_к;$$

$$R_2 = \frac{R_э}{R_к + R_э}\cdot\frac{E_к}{I_{к0\ макс}};$$

здесь $E_к$ — абсолютная величина напряжения коллекторного источника,

$\beta_{мин}$ — минимальное значение коэффициента передачи тока базы;

$I_{к0\ макс}$ — максимальное значение тока коллекторного перехода;

$I_{к.\ нас}$ — ток насыщения коллектора;

$R_э$ — сопротивление автоматического смещения в цепи эмиттеров.

Для увеличения быстродействия используют триггеры с фиксацией потенциала на коллекторах (с помощью ограничительных диодов $Д_1$ и $Д_2$), а также применяют дополнительную нелинейную обратную связь (диоды $Д_3$ и $Д_4$). В результате этого удается значительно ослабить вредный эффект накопления неосновных носителей в базе транзистора и сократить время, необходимое для их рассасывания

Запуск триггера осуществляется обычно на коллектор или базу триодов через разделительные диоды, которые предназначены для отделения цепи запуска от триггера после очередного переброса.

Блокинг-генератор. Схема блокинг-генератора на транзисторе (рис. 18-35) подобна ламповой схеме блокинг-генератора с положительным смещением.

В интервалах между импульсами происходит медленный разряд конденсатора C через сопротивления R. Начиная с момента открытия транзистора, генерируется импульс. В отличие от ламповой схемы импульс на коллекторе имеет положительную полярность. В процессе генерации импульса конденсатор C заряжается значительным током базы открытого транзистора. По оконча-

нии импульса начинается процесс медленного разряда конденсатора.

Выходной импульс нужной полярности снимается с нагрузочной обмотки импульсного трансформатора. Амплитуда импульсов может достигать десятков вольт.

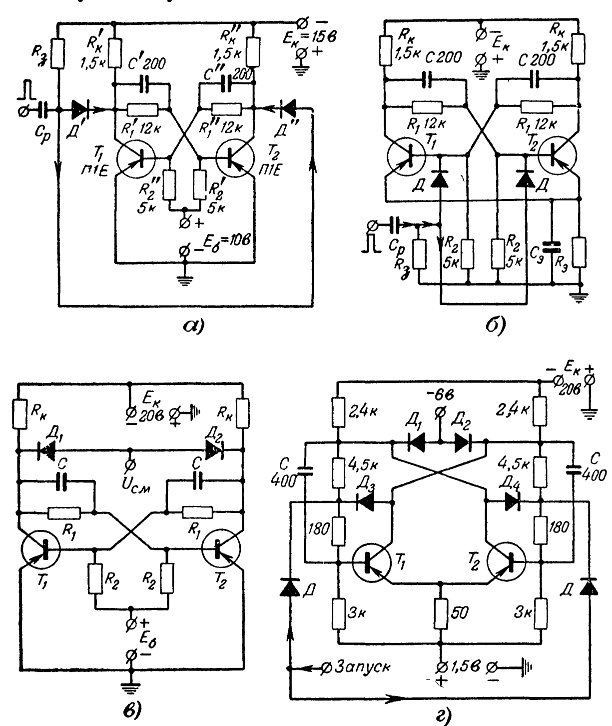


Рис. 18-34. Схемы триггеров на транзисторах.

а — с внешним базовым источником $E_б$ ($C_рR_з$ — цепь запуска, *Д'* и *Д''* — разделительные диоды для запуска триггера); *б* — с автоматическим смещением ($C_рR_з$ и *Д* — цепь запуска); *в* — с диодами $Д_1$ и $Д_2$, ограничивающими ток насыщения коллектора (смещающее напряжение $U_{см} \approx -(4 \div 6)$ *в* устанавливается так, чтобы при значительном отрицательном напряжении на базе открытого транзистора ток коллектора соответствовал границе насыщения); *г* — схема быстродействующего триггера (диоды $Д_1$ и $Д_2$ — ограничители коллекторного тока насыщения; $Д_3$ и $Д_4$ — диоды нелинейной обратной связи; *Д* — диоды цепи запуска).

Частота следования импульсов $F_и$ может регулироваться путем изменения напряжения смещения, а также путем изменения величины сопротивления R. Регулировку длительности импульсов можно в некоторых пределах производить изменением емкости конденсатора C.

Транзисторный блокинг-генератор может работать в заторможенном режиме, для чего на цепь базы подают небольшое положительное смещение (для триодов *p-n-p*).

18-11. НЕКОТОРЫЕ ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ ИМПУЛЬСНЫЕ УСТРОЙСТВА

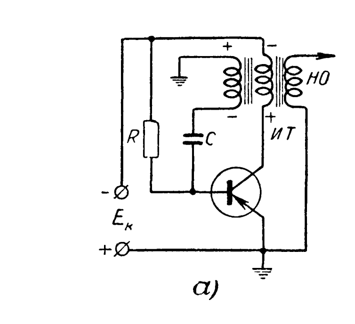
Генераторы импульсов

Генераторы кратковременных импульсов являются наиболее употребительными импульсными устройствами. В радиолюбительской практике чаще всего используются генераторы импульсов небольшой мощности. Импульсы могут генерироваться непосредственно с помощью блокинг-генератора или формироваться из исходного периодического колебания — синусоидального или прямоугольного.

С и н у с о и д а л ь н ы е колебания должны быть предварительно преобразованы в колебания прямоугольной формы. Это достигается одним из следующих способов:

1) путем последовательного ограничения и усиления исходных колебаний (число ограничителей и расположенных между ними усилителей определяется требуемой крутизной фронтов прямоугольного напряжения и обычно не превосходит 2—3);

2) путем использования триггера, который запускается исходным синусоидальным колебанием (триггер удобно применять в тех случаях, когда частота исходных колебаний не превосходит 100—300 *кгц*).



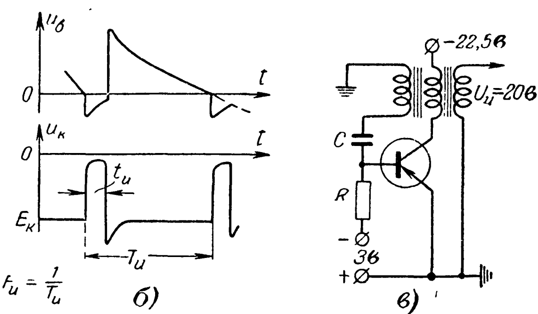


Рис. 18-35. Блокинг-генератор.

а — основная схема *НО* — нагрузочная обмотка импульсного трансформатора *ИТ*; *б* — диаграммы напряжений на базе и коллекторе; *в* — одна из практических схем блокинг-генератора (напряжение смещения отлично от напряжения коллекторного источника).

Типовые параметры: $R = 50—300$ *ком*; $C = 500 — 10\,000$ *пф*.

$F_и = \frac{1}{T_и}$

Полученное прямоугольное напряжение дифференцируется; одна из последовательностей биполярных импульсов дополнительно ограничивается и используется для формирования импульсов необходимой длительности и полярности.

П р я м о у г о л ь н ы е колебания можно получить с помощью самовозбуждающегося мультивибратора. Стабильность частоты полученных таким способом видеоимпульсов определяется стабильностью генератора исходного колебания.

Пример схемы формирования видеоимпульсов из синусоидального напряжения дан на рис. 18-36.

Часто возникает задача получения периодической последовательности импульсов, задержанных относительно исходной последовательности импульсов на некоторый регулируемый промежуток времени. Проще всего эта задача решается использованием ждущего мультивибратора или фантастрона, запускаемого импульсами исходной последовательности. Из среза импульса ждущего мультивибратора (или фантастрона), длительность которого регулируется изменением напряжения на сетке закрытой лампы

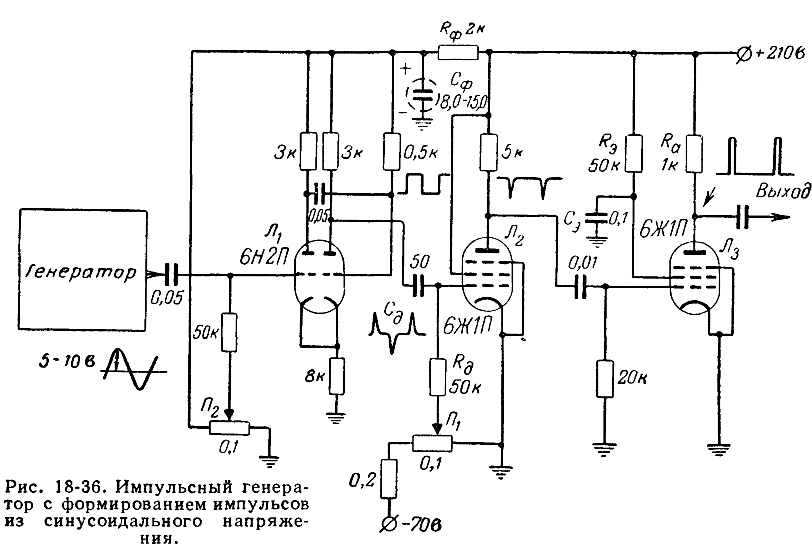


Рис. 18-36. Импульсный генератор с формированием импульсов из синусоидального напряжения.

$Л_1$ — ограничитель (вместо ограничителя для получения прямоугольных колебаний можно использовать триггер); потенциометром $П_2$ устанавливается уровень ограничения так, чтобы прямоугольная кривая была симметричной; $R_дC_д$ — дифференцирующая цепь; $Л_2$ — ограничитель снизу; $Л_3$ — усилитель-ограничитель сверху; потенциометром $П_1$ регулируется уровень ограничения и, следовательно, длительность выходных импульсов, имеющих положительную полярность.

(или управляющим напряжением на аноде лампы), формируются импульсы необходимой полярности путем использования дифференцирующих цепей и ограничителей (рис. 18-37).

Импульсные селекторы

Селекторы амплитуды. Селекция импульсов по амплитуде заключается в выборе из последовательности поступающих на вход селектора импульсов, амплитуда которых б о л ь ш е или м е н ь ш е определенного уровня, и импульсов, амплитуда которых лежит между заданными уровнями.

Для выделения импульсов, уровень которых превышает заданный, служит обычный ограничитель снизу с порогом, равным уровню селекции.

Селекция импульсов с амплитудой меньше определенного уровня осуществляется схемой, состоящей из ограничителя по минимуму и лампы, управляемой по двум сеткам и находящейся на «пороге открывания» (рис. 18-38, *а*). Импульс, превосходящий заданный уровень селекции (равный порогу ограничения снизу), проходит ограничитель и в виде отрицательного запирающего импульса поступает на одну из сеток (обычно третью) пентода, не позволяя лампе открываться при действии исходного импульса на первую сетку (линия задержки нужна для того, чтобы импульс на третьей сетке успел нарасти до максимального значения). Если порог не достигается, то импульс проходит на выход.

Для селекции импульсов, амплитуда которых лежит между двумя уровнями, используется схема, состоящая из двух балансно включенных двусторонних ограничителей, так что верхний порог $U_{п0}$ одного из них совпадает с нижним порогом другого (рис. 18-38, *б*).

В случае, когда амплитуда входного сигнала лежит между уровнями $U_{п.\,макс} - U_{п.\,мин}$ на выходе появляется импульс положительной (если $U_и > U_{п0}$) или отрицательной (при $U_и < U_{п0}$) полярности.

Если входной импульс превышает максимальный порог $U_{п.\,макс}$, то амплитуды выходных импульсов обоих ограничителей одинаковы, т. е. имеет место полная компенсация (выходное напряжение остается равным нулю).

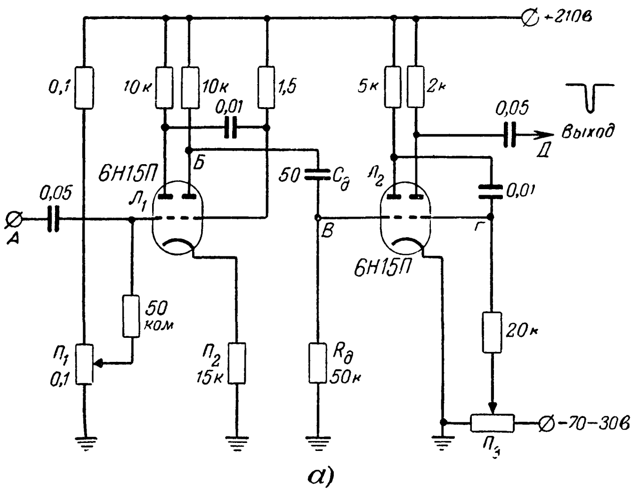
В случае, когда порог $U_{п.\,мин}$ не достигается, импульсы на выходе не появляются.

Селекторы длительности. Для выделения импульсов, длительность которых превышает заданную, используется схема заряда конденсатора с ограничителем снизу (рис. 18-39).

Порог ограничения устанавливается так, что он достигается только в случае, когда длительность импульса равна или больше требуемой $t_{и.\,кр}$. В случае коротких импульсов напряжение на конденсаторе не успевает нарасти до порога ограничения и импульсы на выход не проходят.

Для селекции импульсов заданной длительности применяются различные схемы с использованием линий задержки. Простейшая из них состоит из усилителя, в анодную цепь которого включена короткозамкнутая линия задержки (рис. 18-40).

Отраженный импульс положительной полярности, складываясь с исходным импульсом, дает перепад удвоенной амплитуды, когда длительность импульса равна двойному времени пробега $2t_{пр}$ импульса по линии. В результате на выходе дифференцирующей цепи $R_дC_д$ возникает



А
Регулировка $П_1$ или $П_2$
б
в
Регулировка $П_3$
г
Д
б)

Рис. 18-37. Генератор задержанных импульсов.

а — принципиальная схема; *б* — диаграммы напряжений; $Л_1$ — ждущий мультивибратор, запускаемый импульсами положительной полярности; $R_дC_д$ — дифференцирующая цепь; левый триод лампы $Л_2$ — усилитель (с частичным ограничением сверху); правый триод лампы $Л_2$ — ограничитель снизу; выходные импульсы имеют отрицательную полярность; прописными буквами обозначены диаграммы напряжений в соответствующих точках схемы.

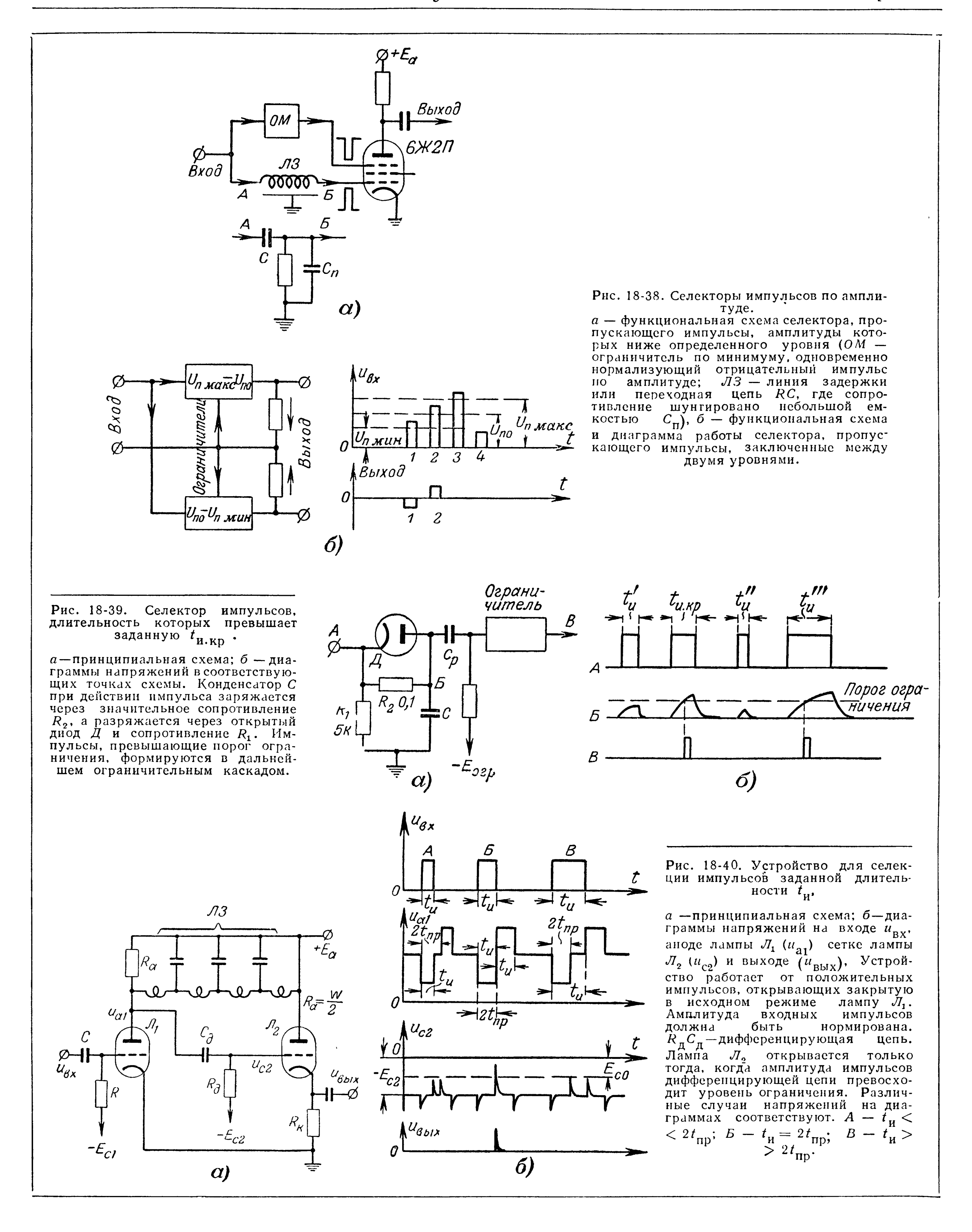


Рис. 18-38. Селекторы импульсов по амплитуде.

а — функциональная схема селектора, пропускающего импульсы, амплитуды которых ниже определенного уровня (*ОМ* — ограничитель по минимуму, одновременно нормализующий отрицательный импульс по амплитуде; *ЛЗ* — линия задержки или переходная цепь *RC*, где сопротивление шунтировано небольшой емкостью $C_п$), *б* — функциональная схема и диаграмма работы селектора, пропускающего импульсы, заключенные между двумя уровнями.

Рис. 18-39. Селектор импульсов, длительность которых превышает заданную $t_{и.кр}$.

а — принципиальная схема; *б* — диаграммы напряжений в соответствующих точках схемы. Конденсатор *С* при действии импульса заряжается через значительное сопротивление R_2, а разряжается через открытый диод *Д* и сопротивление R_1. Импульсы, превышающие порог ограничения, формируются в дальнейшем ограничительным каскадом.

Рис. 18-40. Устройство для селекции импульсов заданной длительности $t_и$.

а — принципиальная схема; *б* — диаграммы напряжений на входе $u_{вх}$, аноде лампы $Л_1$ ($u_{а1}$) сетке лампы $Л_2$ ($u_{с2}$) и выходе ($u_{вых}$). Устройство работает от положительных импульсов, открывающих закрытую в исходном режиме лампу $Л_1$. Амплитуда входных импульсов должна быть нормирована. $R_дC_д$ — дифференцирующая цепь. Лампа $Л_2$ открывается только тогда, когда амплитуда импульсов дифференцирующей цепи превосходит уровень ограничения. Различные случаи напряжений на диаграммах соответствуют. $А - t_и < 2t_{пр}$; $Б - t_и = 2t_{пр}$; $В - t_и > 2t_{пр}$.

импульс, превосходящий порог ограничителя снизу. В этом случае на выходе схемы фиксируется импульс.

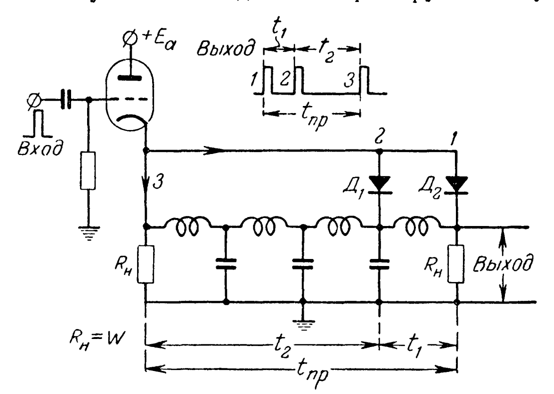


Рис. 18-41. Схема для образования трехимпульсной кодовой группы. Импульс поступает в три точки линии задержки (*1*, *2* и *3*). Импульс *1* проходит на выход без задержки, импульс *2* задерживается на время t_1, а импульс *3* — на время $t_{пр}$. Диоды $Д_1$ и $Д_2$ служат для того, чтобы предотвратить проникновение пробегающих в линии импульсов обратно на вход линии.

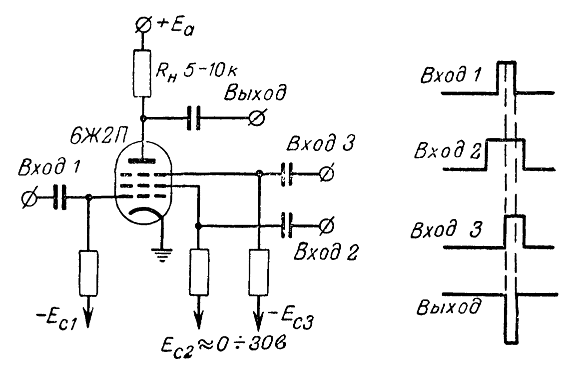


Рис. 18-42. Каскад совпадений для трех импульсов на лампе 6Ж2П. Смещения E_{c1} и E_{c3} подбираются экспериментально, величина $E_{c2} = 0 \div 30$ *в*. Выходной импульс имеет отрицательную полярность и длится только в течение общего времени перекрытия импульсов, поступающих на вход каскада совпадений

ких кратковременных импульсов, расположенных на определенных временных позициях (временны́х кодов) Для получения таких кодов используются линии задержки. Импульсы с выхода, входа и отдельных точек линии суммируются (объединяются) в общую последовательность (рис. 18-41).

Схема выделения временны́х кодов состоит из каскадов совпадения и линии задержки.

В каскаде совпадения выходной импульс появляется только в том случае, когда входные импульсы совпадают по времени. В качестве каскадов совпадения обычно используются пентоды, закрытые по двум (управляющей и экранирующей) или трем сеткам (рис. 18-42), а также диодные схемы

Пентод должен иметь резкую отсечку по двум или трем сеткам. Чаще всего для этой цели используется пентод типа 6Ж2П (иногда типа 6Ж4) Лампа открывается только в случае одновременного воздействия положительных импульсов на ее сетки. Режим лампы проще всего подбирается экспериментально.

Диодные каскады могут использоваться для индикации совпадения по значительно большему количеству импульсов. Они широко применяются в логических элементах типа «И» электронных цифровых машин (см. стр. 470).

Для совпадения по двум импульсам используются два диода ($Д_1$ и $Д_2$), аноды которых через большое сопротивление R_0 подключены к положительному полюсу источника (рис. 18-43). Больший из двух импульсов (например, $U_{и2}$), действующих на катод, закрывает один диод ($Д_2$). Однако вследствие того, что другой диод остается открытым, напряжение на выходе практически остается неизменным. При одновременном действии второго импульса на катод второго диода на выходе появляется импульс, амплитуда которого близка к амплитуде $U_{и1}$, поскольку падение напряжения на диоде $Д_1$ (вследствие неравенства $R_0 \gg \gg R_{iд}$) очень мало. На выходе диодного каскада совпадений возникает импульс, амплитуда которого близка к амплитуде наименьшего из двух, поданных на его вход.

Увеличивая количество диодов, можно осуществить схему совпадения многих импульсов.

Для селекции группы импульсов на соответствующие входы каскада совпадения поступают кодовые группы, задержанные на определенное время. Это время подбирается так, чтобы последний импульс исходной группы совпал с предшествующим импульсом задержанной на минимальное время (первой) группы, со вторым от конца импульсом второй задержанной группы, третьим от конца импульсом третьей задержанной группы и т. д. В этом

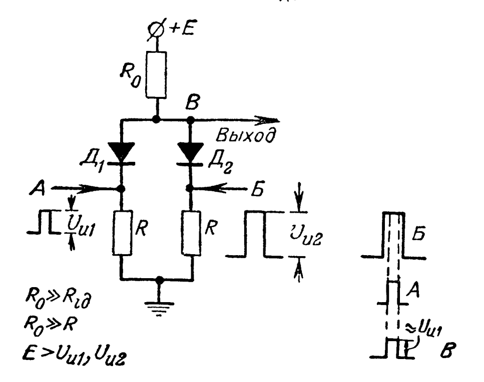


Рис. 18-43. Каскад совпадений двух импульсов на диодах $Д_1$, $Д_2$.

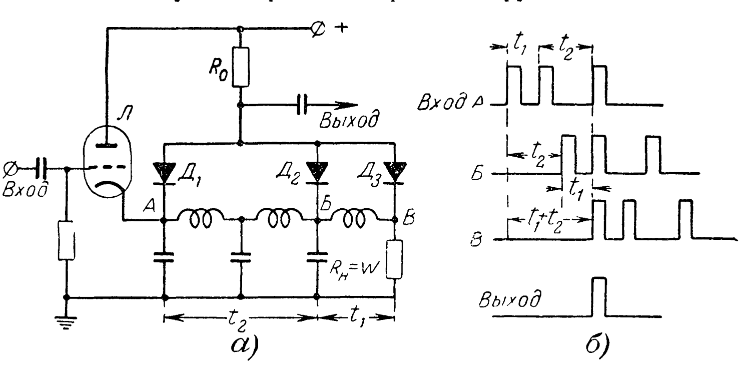


Рис. 18-44. Селектор трехимпульсного кода на диодах $Д_1$, $Д_2$ и $Д_3$. *а* — схема; *б* — диаграммы импульсов. Группа *А* поступает на сетку лампы *Л*. На катод диода $Д_1$ группа поступает без задержки; на катод $Д_2$ с задержкой t_2; на катод $Д_1$ с задержкой $t_1 + t_2$.

Кодовые селекторы группы импульсов. В современных устройствах возникает задача различения и селекции групп импульсов, каждая из которых состоит из нескольслучае каскад совпадения откроется в момент, соответствующий приходу последнего импульса группы. Пример такой схемы дан на рис. 18-44.

Устройства для пересчета импульсов

Операция пересчета импульсов, следующих с малыми временными интервалами, обычно расчленяется на две: 1) последовательное деление частоты следования до предела, необходимого для приведения в действие электромеханических счетчиков, и 2) регистрация импульсов электромеханическими счетчиками. В некоторых задачах во второй операции нет необходимости, и пересчетное устройство состоит только из электронных элементов.

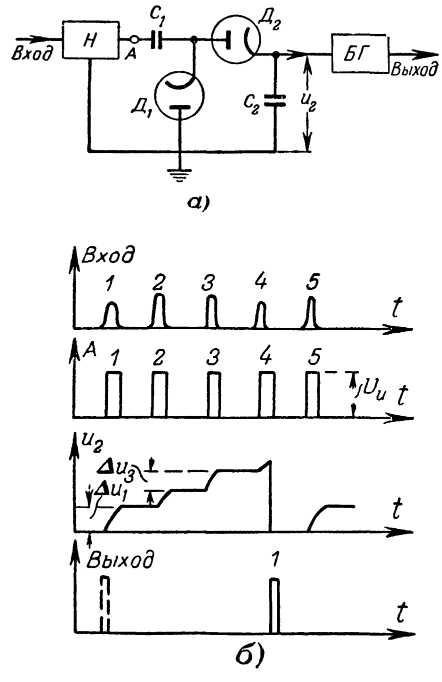
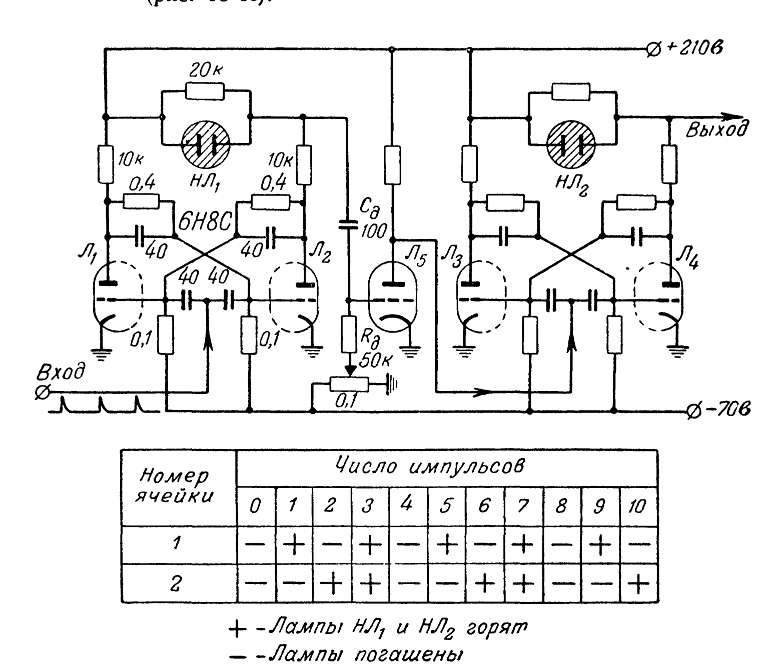


Рис. 18-45. Накопительное устройство для деления частоты следования импульсов.

а — схема (*Н* — нормализатор; *БГ* — блокинг-генератор в заторможенном режиме); *б* — диаграммы напряжений (деление на 4). С ростом напряжения на выходе величина ступеньки Δu уменьшается ($\Delta u_3 < \Delta u_1$). Масштаб u_2 и *А* по осям ординат неодинаков ($U_и \gg \Delta u$).

одновременно разряжает конденсатор C_2 и дает импульс на выход. Таким образом, импульсы блокинг-генератора следуют в N раз реже, чем входные. Величину N обычно трудно сделать больше 10. Заметим, что должно быть выдержано неравенство $u_2 \ll U_и$.

Деление и пересчет с помощью триггеров. Один триггер при запуске импульсами одной полярности делит частоту следования импульсов на 2, два последовательно соединенных триггера — на 2^2, три — на 2^3 и т. д. Триггерные ячейки соединяются с помощью конденсатора небольшой емкости, который вместе с сопротивлением открытой лампы составляет дифференцирующую цепь (рис. 18-46).



Номер ячейки	Число импульсов										
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
1	—	+	—	+	—	+	—	+	—	+	—
2	—	—	+	+	—	—	+	+	—	—	+

\+ — Лампы $НЛ_1$ и $НЛ_2$ горят
— — Лампы погашены

Рис. 18-46. Пересчетное устройство из двух ячеек. Сигнальная лампа $НЛ_1$ загорается с приходом каждого нечетного импульса. Лампа $НЛ_2$ зажигается вторым, шестым, десятым и т. д., а гасится четвертым, восьмым, двенадцатым импульсами. Лампа $Л_5$ работает как ограничитель и служит для запуска второй ячейки положительными импульсами. На сетку лампы $Л_5$ поступают импульсы с дифференцирующей цепи $R_д C_д$. Параметры обеих ячеек одинаковы.

Деление с помощью накопительного устройства. Входные импульсы предварительно нормализуются, т. е. приводятся к прямоугольной форме с определенной амплитудой $U_и$ и длительностью $t_и$, а затем подаются на накопительную ячейку, выход которой соединен с заторможенным блокинг-генератором (рис. 18-45). Каждый положительный импульс через открытый диод $Д_2$ быстро заряжает два последовательно соединенных конденсатора (C_1 и C_2), емкости которых выбраны исходя из соотношения $C_1 \ll C_2$ (обычно $C_1 = 50 - 150$ *пф*; $C_2 = 0{,}05$ *мкф*). Выходное напряжение на конденсаторе C_2 увеличивается на небольшую величину $\Delta u \ll U_и$. После окончания импульса конденсатор C_1 быстро разряжается через открывающийся диод $Д_1$.

В результате прихода второго импульса напряжение на конденсаторе увеличивается до $2\Delta u$ и т. д. Выходное напряжение $u_2 \approx n\Delta u$ пропорционально числу поступивших импульсов. Когда u_2 достигает порогового значения (например, после поступления каждого пятого или восьмого импульсов), срабатывает блокинг-генератор, который

Индикация количества просчитанных импульсов осуществляется с помощью небольших неоновых ламп, которые зажигаются в момент первого переброса каждого триггера. Цена каждой зажженной лампы равна 2^{n-1}, где n — номер ячейки. Так, после прохождения шести импульсов горят лампы 2 и 3-й ячеек ($2^1 + 2^2 = 6$); после прохождения 13 импульсов горят лампы 1, 3 и 4-й ячеек, т. е. $2^0 + 2^2 + 2^3 = 13$, и т. д.

Число электронных ячеек зависит от необходимого снижения скорости счета. При N ячейках новый цикл начинается после прохождения 2^N—1-го импульса (с приходом 2^N-го импульса).

Если выходной счетчик способен регистрировать импульсы с частотой $F_и$ импульсов в секунду, а входная частота равна $f_и$, то необходимое число ячеек равно ближайшему большему целому к числу

$$N = \lg_2 \frac{f_и}{F_и}.$$

Рис. 18-47. Декадный счетчик с обратными связями. Цепи обратной связи вступают в действие с приходом восьмого импульса. При этом перебрасывается четвертая ячейка (левый триод открывается, а правый закрывается). Одновременно вторая ячейка приходит в состояние, соответствующее открытому состоянию лампы $Л_8$. При поступлении десятого импульса устройство благодаря действию диода $Л_{13}$ приходит в исходное состояние. Ключ $К$ кратковременно замыкается для сброса показаний.

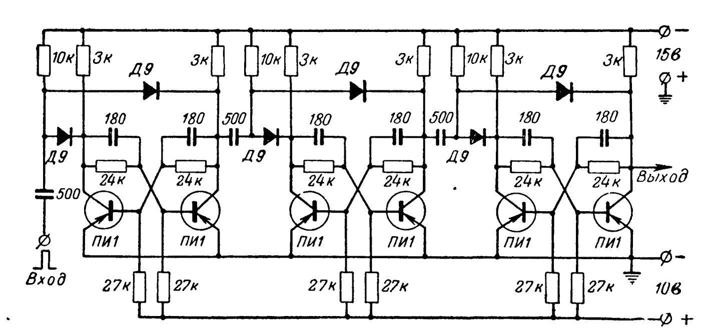


Рис. 18-48. Пересчетная схема на транзисторах с коэффициентом пересчета, равным 8.

Наибольшую разрешающую способность должны иметь первые один-два триггера.

Пересчетные ячейки могут соединяться не только последовательно. Иногда они объединяются в замкнутую «кольцевую» схему. Кольцевые пересчетные ячейки строятся чаще всего на небольшие коэффициенты деления.

В практике часто возникает задача делить частоту следования импульсов на 10, 10^2 и т. д. В этом случае используются декадные счетчики.

Декадный счетчик с обратными связями (рис. 18-47) состоит из четырех ячеек, между которыми есть две цепи обратной связи: с четвертой на вторую ($Л_{14}$) и с четвертой на первую ($Л_{13}$). Возврат схемы в исходное состояние (все правые триоды открыты) производится кратковременным замыканием ключа $К$. Пример декадного счетчика на транзисторах дан на рис. 18-48.

Возможны также другие варианты обратных связей в декадном счетчике.

Для пересчета импульсов в практике используются также схемы на специальных электронных приборах (например, декатронах).

ГЛАВА ДЕВЯТНАДЦАТАЯ

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ НЕЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

19-1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Современная электроизмерительная техника располагает совершенными и удобными в экспериментальном отношении методами измерений электрических величин, таких, как ток и напряжение, индуктивное, емкостное и омическое сопротивления электрической цепи, фаза и частота переменной э. д. с. и т. п. Благодаря существенным преимуществам электрических методов измерений (высокая точность и чувствительность, обеспечение дистанционности измерений и пр.) за последнее время все более широкое распространение получают косвенные методы измерений, заключающиеся в однозначном преобразовании измеряемой неэлектрической величины в электрическую с последующим определением последней.

Преобразование неэлектрических величин в электрические осуществляется с помощью устройств, которые принято называть *датчиками* или преобразователями. Тип и конструкция датчика определяются необходимым преобразованием, т. е. преобразуемой входной неэлектрической и выходной электрической величинами, а также условиями его работы.

Входными неэлектрическими величинами датчиков могут быть *механические* величины (линейные и угловые перемещения, скорость, ускорение, сила и моменты сил, упругость, частота колебаний, размеры, вес и объем различных тел), *физические* величины (температура, количество тепла, теплоемкость, тепловое сопротивление, магнитные свойства материала, цвет, освещенность, световой поток, сила света, интенсивность излучения), *химические* величины (концентрация вещества и его количество) и *органические* величины (связанные с физиологическими процессами).

Выходными электрическими величинами датчиков обычно являются активное, индуктивное или емкостное сопротивления, ток, э. д. с. или падение напряжения, частота и фаза переменного тока.

Важнейшей характеристикой всех типов датчиков является их *чувствительность* S, определяемая как отношение приращения выходной величины ΔM датчика к соответствующему приращению входной величины ΔH,

$$S = \frac{\Delta M}{\Delta N}.$$

Чувствительность датчиков с линейной зависимостью выходной величины от входной является величиной постоянной. У нелинейных датчиков чувствительность изменяется с изменением входной величины.

Датчик должен обеспечивать возможность получения непрерывной зависимости выходной величины от измеряемой входной, достаточную чувствительность и необходимую точность преобразования, необходимый диапазон изменений измеряемой величины, удобное согласование с измерительной аппаратурой. Он не должен оказывать существенного обратного влияния на измеряемую неэлектрическую величину и должен быть малоинерционным.

Электрическая величина на выходе датчика, характеризующая входную неэлектрическую величину, должна быть преобразована с помощью измерительной схемы в наиболее удобный для измерения вид. На выходе измерительной схемы электрическая величина измеряется с помощью измерителя, роль которого может выполнять электрический прибор или другое устройство, выполняющее измерительные функции. Таким образом, электрический прибор для измерения неэлектрической величины в общем случае состоит из датчика, измерительной схемы и измерителя. Он может быть использован как самостоятельный прибор или же как составная часть системы автоматического регулирования различных процессов.

19-2. ОМИЧЕСКИЕ ДАТЧИКИ

Реостатные датчики

Реостатный датчик представляет собой переменное сопротивление (рис. 19-1, *а*), подвижной контакт которого механически связан с объектом преобразуемого перемещения (линейного или углового). Выходной электрической величиной такого датчика является омическое сопротивление.

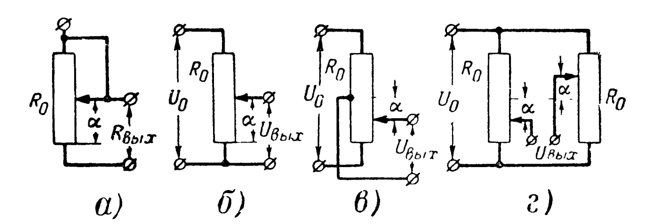


Рис. 19-1. Схемы реостатных датчиков.

а — реостатный датчик; *б* — потенциометрический датчик; *в* — потенциометрический датчик, фиксирующий величину и направление перемещения; *г* — потенциометрический датчик удвоенной чувствительности, фиксирующий величину и направление перемещения.

Часто реостатный датчик включается в электрическую цепь делителем напряжения. В этом случае его называют потенциометрическим датчиком. Выходной величиной такого датчика будет падение напряжения между подвижным и одним из неподвижных контактом (рис. 19-1, *б*).

Зависимость выходного напряжения $U_{вых}$ от величины перемещения подвижного контакта α соответствует закону изменения сопротивления вдоль потенциометра между неподвижным и подвижным контактами. У потенциометров с линейно изменяющимся сопротивлением выбор неподвижного контакта не влияет на закономерность изменения выходного напряжения. У потенциометров же с нелинейной закономерностью изменения сопротивления при смене положения неподвижного контакта меняется и закономерность изменения выходного напряжения датчика.

В табл. 19-1 приведены выражения и графики для законов изменения выходного напряжения для трех типов потенциометров (линейных, показательных и логарифмических) при неподвижном контакте одного или другого конца потенциометра.

В обычно используемых датчиках с линейно изменяющимся сопротивлением выходное напряжение изменяется пропорционально величине смещения скользящего контакта.

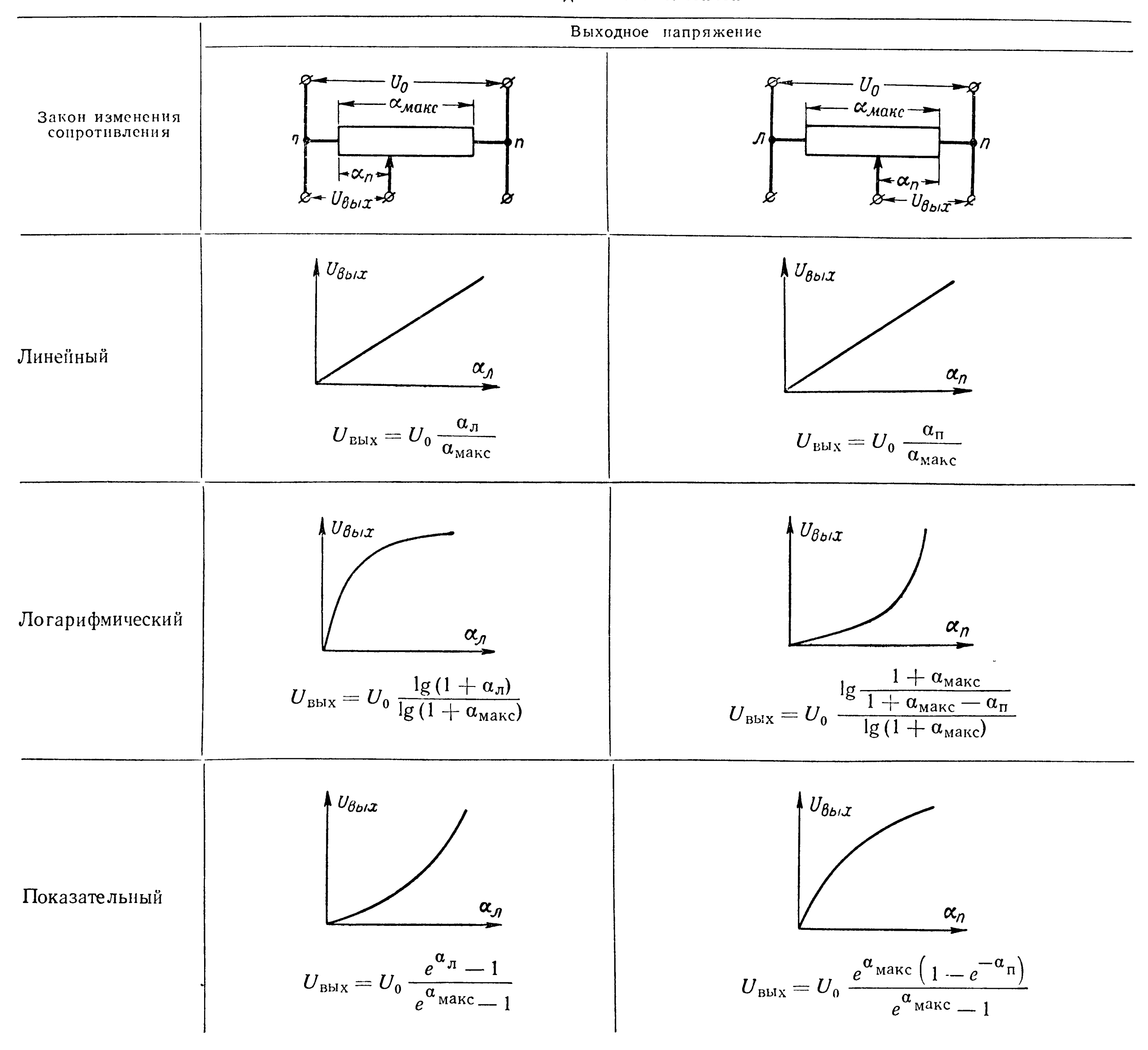
$$U_{вых} = \frac{U_0}{\alpha_{макс}} \alpha.$$

Чувствительность такого потенциометрического датчика определяется выражением

$$S = \frac{\Delta U_{вых}}{\Delta \alpha} = \frac{U_0}{\alpha_{макс}}.$$

Таблица 19-1

Зависимость выходного напряжения потенциометрических датчиков от смещения подвижного контакта и выбора положения неподвижного контакта



Закон изменения сопротивления	Выходное напряжение	
	U_0, $\alpha_{макс}$, $\alpha_л$, $U_{вых}$	U_0, $\alpha_{макс}$, $\alpha_п$, $U_{вых}$
Линейный	$U_{вых} = U_0 \dfrac{\alpha_л}{\alpha_{макс}}$	$U_{вых} = U_0 \dfrac{\alpha_п}{\alpha_{макс}}$
Логарифмический	$U_{вых} = U_0 \dfrac{\lg(1+\alpha_л)}{\lg(1+\alpha_{макс})}$	$U_{вых} = U_0 \dfrac{\lg \dfrac{1+\alpha_{макс}}{1+\alpha_{макс}-\alpha_п}}{\lg(1+\alpha_{макс})}$
Показательный	$U_{вых} = U_0 \dfrac{e^{\alpha_л}-1}{e^{\alpha_{макс}}-1}$	$U_{вых} = U_0 \dfrac{e^{\alpha_{макс}}\left(1-e^{-\alpha_п}\right)}{e^{\alpha_{макс}}-1}$

Она может быть повышена за счет увеличения питающего напряжения U_0. Предел увеличения чувствительности определяется допустимой мощностью рассеяния на сопротивления датчика $P_{макс}$:

$$S_{макс} = \frac{\sqrt{P_{макс} R_0}}{\alpha_{макс}} .$$

При больших величинах сопротивления датчика R_0 предел увеличения чувствительности ограничивается электрической прочностью конструкции датчика.

Чувствительность реостатных датчиков сравнительно невелика и составляет 3—5 *в/мм*. Точность преобразования с помощью реостатного датчика зависит от стабильности питающего напряжения, точности изготовления сопротивления датчика, его температурной стабильности и других факторов. Она может быть достаточно высокой (до 0,5%).

Для намотки реостатных датчиков могут использоваться материалы, указанные в табл. 19-2.

Достоинствами реостатных датчиков являются их высокая стабильность и точность преобразования, простота конструкции, малый вес и габариты, возможность питания постоянным и переменным током, простота регулировки. Наличие подвижного контакта ограничивает срок службы датчиков и ухудшает надежность их работы.

Реостатные датчики используются в системах автоматического регулирования, счетно-решающих и других

Таблица 19-2

Данные материалов проволоки, употребляемой для намотки реостатных датчиков

Материал	Удельное сопротивление, *ом·мм²/м*	Температурный коэффициент сопротивления $1/°C \cdot 10^{-6}$	Максимальная рабочая температура, °C	Температурный коэффициент линейного расширения $1/°C\ 10^{-6}$
Константан	0,44—0,52	5	500	15,2
Нихром	1—1,2	130	1 050	14
Манганин	0,42—2,08	29—40	300	23
Никелин	0,42	—	200	—
Реотан	0,47	—	200	—
Фехраль	1,38	15 (при 20° C)—50 (при 400° C)	1 200	17
Эдванс	0,488	—	500	—
Платина	0,09—0,105	2 570—3 980	500	8,84
Золото	0,022	—	500	14,3
Никель	0,0703—0,079	6 000	—	13,1

устройствах, а также для измерения механических перемещений, геометрических размеров, уровня жидкостей и т. п.

Проволочные датчики

Принцип действия проволочных датчиков основан на свойстве металлической проволоки изменять свое сопротивление при ее растяжении внешней силой. При растягивании проволоки ее сопротивление изменяется за счет увеличения длины, уменьшения сечения и изменения удельного сопротивления.

Относительное изменение сопротивления проволоки датчика $\Delta R/R_0$ зависит от относительного удлинения этой проволоки $\Delta l/l_0$ и определяется выражением

$$\frac{\Delta R}{R_0} = \delta \frac{\Delta l}{l_0}.$$

Коэффициент δ называется относительной чувствительностью (тензочувствительностью) проволочного датчика. В табл. 19-3 приведены значения δ для некоторых материалов, из которых изготовляются датчики.

Таблица 19-3

Характеристика некоторых материалов, применяемых для изготовления проволочных датчиков

Материал	Относительная чувствительность $\delta = \frac{\Delta R / R_0}{\Delta l / l_0}$	Удельное сопротивление (при 20° C), *ом·мм²/м*	Температурный коэффициент (при 18° C) $1/1° C \cdot 10^{-6}$
Константан	1,9—2,2	0,47—0,51	От —40 до +21
Нихром	2	0,9—1,7	150—170
Железо-хром-алюминиевый сплав № 2	2,8—2,9	1,35—1,55	7—20

Примечание. Величина δ зависит не только от состава сплава проволоки, но и от ее технологической обработки. Поэтому приведенные в таблице значения δ надо считать ориентировочными.

Проволочные датчики изготовляются из тонкой проволоки (диаметром 0,02—0,05 *мм*) с высоким удельным сопротивлением. Конструктивно часто они представляют собой проволочную спираль (рис. 19-2, *а*), наклеенную специальным клеем (табл. 19-4) на тонкую бумагу, которая затем наклеивается на испытываемую деталь. Эти датчики применяются также в виде ненаклеенной спирали (рис. 19-2, *б*), струны и других конструкций.

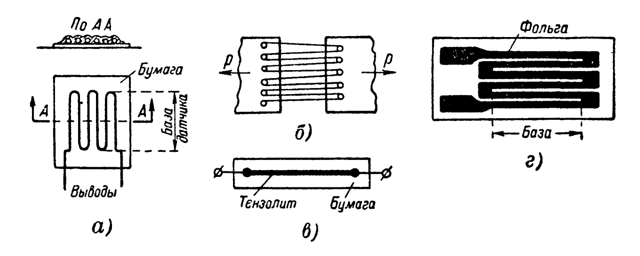


Рис. 19-2. Проволочные датчики.

а — наклеенный; *б* — ненаклеенный; *в* — тензолитовый; *г* — фольговый.

Проволочные датчики используются при измерении малых перемещений, деформаций и вибраций (в манометрах, динамометрах, микрометрах и других аналогичных устройствах). Градуировка их производится с помощью эталонных деталей, зависимость упругих деформаций которых от прилагаемых сил известна. Из партии изготовленных датчиков отбирается несколько штук, и на градуировочной установке определяется их чувствительность. Затем подсчитывается средняя чувствительность, которая присваивается датчикам всей партии.

Ошибки преобразования с помощью проволочных датчиков обусловливаются зависимостью сопротивления проволоки датчика от температуры, нарушением крепления датчика на исследуемой детали и неточностью градуировки. Простейший метод компенсации температурных погрешностей проволочных датчиков состоит в том, что при преобразовании используются два датчика, которые включаются в смежные плечи мостовой измерительной схемы. При этом один из них наклеивается на испытываемую деталь, а другой не наклеивается, но оба они находятся в одинаковых температурных условиях. Изменение их

Таблица 19-4

Клеи для проволочных датчиков

Тип клея	Продолжительность высушивания при комнатной температуре, *ч*	Максимально допустимая температура, °C
БФ-2, БФ-4	48—72	180
Карбинольный	40	60
Нитроцеллюлозный (раствор 6—8 *г* целлулоида в 100 *см*³ ацетона)	10—12	60
Жаростойкий цемент «силикон»		300
Жидкий клей Тисенко	24	100
Густой клей Тисенко	24	100

сопротивления за счет окружающей температуры взаимно компенсируется в измерительной схеме. Точность преобразования проволочными датчиками составляет 1—2%.

Достоинства проволочных датчиков заключаются в том, что они позволяют исследовать весьма малые перемещения (максимальное относительное удлинение не превышает 0,3—0,5%), имеют малые габариты и вес, практически безынерционны, легко принимают форму исследуемой детали. К недостаткам их следует отнести малое изменение сопротивления датчика при изменении преобразуемой величины (менее 1%), что приводит к необходимости применения в схемах с проволочными датчиками стабильных усилителей, сильную зависимость величины сопротивления от температуры окружающей среды, малую мощность рассеяния датчиком.

Кроме обычных проволочных датчиков, находят применение также полупроводниковые датчики (тензолиты), которые изготовляются в виде лент или проволок из полупроводников, содержащих связующие вещества (смолы), наполнитель (мел, тальк, кварц) и проводящие вещества (уголь, сажу, графит). Отрезок тензолита с отводами наклеивается на бумагу (рис. 19-2, *в*), а затем вместе с последней — на испытываемую деталь. Относительная чувствительность тензолитов в на порядок выше, чем у проволочных датчиков.

В последнее время широко используются также фольговые датчики, у которых проволочная решетка делается из фольги (рис. 19-2, *г*). Такие датчики, имея большую теплоотдачу, позволяют пропускать через себя большие токи, в результате чего они могут применяться без усилителей.

Датчики контактного сопротивления

Контактное сопротивление между поверхностями двух твердых тел зависит от величины давления одного тела на другое. Чем больше давление, тем меньше контактное сопротивление, и наоборот. Это явление используется в датчиках контактного сопротивления.

Контактное сопротивление между поверхностью твердых тел зависит также от материала этих тел и качества обработки соприкасающихся поверхностей. Наиболее существенные изменения контактного сопротивления при изменении давления происходят в случае использования в качестве таких тел электродных углей, удельное сопротивление которых $\varrho = 30 \div 100$ *ом·мм²/м*.

Чувствительность контактных датчиков из угольных стержней определяется выражением

$$S = \frac{\Delta R}{\Delta p},$$

где ΔR — изменение контактного сопротивления;

Δp — приращение силы давления. Она может быть повышена за счет увеличения числа последовательно включенных шайб (рис. 19-3, *а*). Размеры шайб выби-

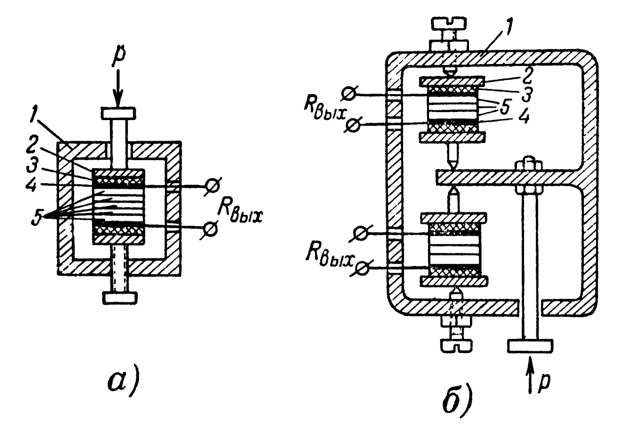


Рис. 19-3. Датчики контактного сопротивления.

а — обычный; *б* — дифференциальный; *1* — корпус; *2* — металлическая шайба; *3* — изоляционная прокладка; *4* — контактная пластина; *5* — угольные шайбы.

раются из расчета максимального давления 65 *кг/см²* и допустимой величины перегрева датчика:

$$\theta_{уст} = \frac{I^2 R_{макс}}{\mu S_{охл}} \leqslant t_{макс} - t_{окр.\ макс},$$

где $\theta_{уст}$ — установившаяся температура датчика;

$\mu = 0{,}12 \div 0{,}15$ — коэффициент теплоотдачи, *вт/дм²*;

$S_{охл}$ — боковая поверхность столбика, *дм²*;

$t_{макс} = 180 \div 200°$ C — допустимая температура нагрева;

$t_{окр.\ макс}$ — максимально допустимая температура окружающей среды.

Датчики контактного сопротивления используются при исследовании различных механических давлений, малых перемещений, вибраций, ускорений и в других исследованиях. Наибольшее распространение они получили в качестве выходных органов регуляторов напряжения.

К недостаткам датчиков этого типа следует отнести зависимость их сопротивления от температуры и наличие гистерезиса. С целью компенсации температурного влияния применяются угольные датчики с двумя столбиками, которые включаются в смежные плечи мостовой схемы (рис. 19-3, *б*).

Термосопротивления

В этом типе датчиков используется свойство проводника изменять свое электрическое сопротивление с изменением его температуры. С помощью термосопротивления может быть осуществлено преобразование любой неэлектрической величины, влияющей на теплообмен проводника с окружающей средой, так как собственная температура термосопротивления определяется тепловым равновесием между ним и окружающей средой.

Материалом для термосопротивлений служат в основном металлы со сравнительно большим положительным температурным коэффициентом сопротивления (платина, никель, медь). Могут использоваться также и полупроводниковые материалы, имеющие более высокий температурный коэффициент сопротивления. Полупроводниковые термосопротивления (термисторы) имеют отрицательный температурный коэффициент.

Конструкция термосопротивления зависит от его назначения и условий применения. Термосопротивление может быть изготовлено в виде нити, катушки, спирали и пр.

Изменение сопротивления датчика ΔR может быть определено из следующего выражения:

$$\Delta R = R_0 \alpha \Delta t.$$

где R_0 — начальное сопротивление датчика;
α — температурный коэффициент сопротивления, показывающий относительное увеличение сопротивления при нагревании его на 1° С;
Δt — изменение температуры датчика.

Чувствительность датчика

$$S = \frac{\Delta R}{\Delta t} = R_0 \alpha.$$

Она может быть повышена за счет выбора материала датчика с большим коэффициентом α и за счет увеличения сопротивления датчика. Температурный коэффициент α остается приблизительно постоянным лишь в небольшом интервале температур.

В табл. 19-5 указаны некоторые материалы, из которых изготовляются термосопротивления.

Таблица 19-5

Некоторые проводниковые материалы, применяемые для изготовления термосопротивлений

Материал	Температурный коэффициент *см*/1° С	Удельное сопротивление *ом·мм²/м*
Вольфрам	0,00421—0,00464	0,055—0,0612
Никель . .	0,00621—0,00634	0,118—0,138
Платина . .	0,00394—0,0056	0,098—0,106
Медь . . .	0,00433	0,0156—0,017

Термосопротивления используются для измерения температур, для определения различных параметров газовой среды (скорость, вакуум, процентное содержание и т. д.).

Выбор материала термосопротивления определяется условиями работы датчика и диапазоном рабочих температур. Медные термосопротивления, например, могут хорошо работать в сухой атмосфере при отсутствии корродирующих газов в диапазоне изменения температур от —50 до +150° С. Никелевые термосопротивления требуют хорошей изоляции от воздействия внешней среды. Их можно применять для измерения температур до 250° С. Платиновые термометры могут работать без изоляции от внешней среды при температурах от —190 до +500° С. Через термосопротивления, используемые в качестве термометров, должен протекать минимальный ток с тем, чтобы нагрев термосопротивления за счет этого тока был наименьшим в сравнении с нагревом за счет испытуемой среды (обычно величина рабочего тока составляет 2—10 *ма*). Погрешности проволочных термометров сопротивления обусловливаются нестабильностью электрических свойств материала сопротивления, условиями применения (глубина погружения, теплопроводность держателя) и другими причинами. Точность современных термометров сопротивления (вместе с индикаторным прибором) составляет 1—1,5%.

Полупроводниковые термосопротивления (термисторы) представляют собой смеси окислов некоторых металлов (Mn_2O_2, Cu_2O_3, Fe_2O_3, Ni_2O, VO_2 и т. д.), спрессованные и спеченные при высокой температуре. Полупроводниковые материалы обладают большим отрицательным температурным коэффициентом (до 3—6% на 1° С). Изменение сопротивления полупроводников в зависимости от температуры определяется соотношением

$$R = R_\infty e^{\frac{B}{T}} = R_0 e^{B\left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0}\right)},$$

где R_∞ и B — постоянные для данного полупроводника коэффициенты;
R_0 — сопротивление термистора при температуре T_0;
T — температура термистора, °К.

Термисторы более чувствительны и менее инерционны по сравнению с термосопротивлениями, имеют сравнительно высокое внутреннее сопротивление при малых габаритах, что делает их удобными при совместном использовании с электронными усилителями. Однако они имеют большой разброс по сопротивлению (до 20%), что является их существенным недостатком. Основные данные некоторых отечественных термисторов приведены в табл. 10-3 (стр. 198).

Электролитические датчики

Работа электролитических датчиков основана на свойстве электролитов (водные растворы солей, кислот и оснований) изменять свою удельную проводимость в зависимости от концентрации раствора.

Проводимость g электролита между двумя цилиндрическими электродами одинакового радиуса r с параллельными осями (рис. 19-4) определяется выражением

$$g = \frac{2\pi\gamma l}{\ln\frac{d}{r}} = c\gamma,$$

где γ — удельная электропроводность электролита, зависящая от концентрации раствора,

$c = \frac{2\pi l}{\ln\frac{d}{r}}$ — коэффициент, характеризующий геометрические размеры датчика.

$R_{вых}$ l d $2r$

Рис. 19-4. Электролитический датчик.

В табл. 19-6 приведены электропроводности некоторых электролитов в зависимости от концентрации раствора. Измерив сопротивление электролита известной концентрации и определив из табл. 19-6 γ, можно рассчитать величину коэффициента c.

Таблица 19-6

Электропроводность некоторых электролитов

Процентное содержание безводного электролита	Удельная электропроводность γ пру 18° С, $1/ом\ см \cdot 10^4$								
	Хлористый калий	Хлористый натрий	Нашатырь	Цинковый купорос	Медный купорос	Едкое кали	Едкий натр	Серная кислота	Соляная кислота
10	1 359	1 211	1 776	321	319	3 125	3 124	3 915	6 302
20	2 677	1 957	3 665	469	—	—	3 270	6 527	6 615
30	—	—	—	441	—	5 555	2 022	7 388	5 152
40	—	—	—	—	—	4 595	1 164	6 800	—
50	—	—	—	—	—	—	—	5 405	—
60	—	—	—	—	—	—	—	1 075	—

Примечание. При повышении температуры на 1° С проводимость раствора увеличивается примерно на 2%.

Измерение сопротивлений электролитических датчиков производится на переменном токе (во избежание электролиза раствора во время измерения). Ошибки измерения с помощью электролитических датчиков вызываются нестабильностью температуры электролита. Для уменьшения влияния температуры на точность преобразования электролитического датчика в измерительную схему включается компенсирующее термосопротивление.

Контроль параметров растворов по измерению их электропроводности носит название кондуктометрического метода. Этот метод используется при контроле качества питательной воды в котельных установках (солемеры), в химической промышленности, пищевой промышленности и может найти широкое применение в других отраслях техники.

Контактные (релейные) датчики

Контактные датчики используются для фиксации (регистрации) определенных положений объектов при их механических перемещениях. По своей конструкции они бывают двухпредельными с одной парой контактов (рис. 19-5, *а*) и многопредельными с несколькими парами контактов (рис. 19-5, *б*).

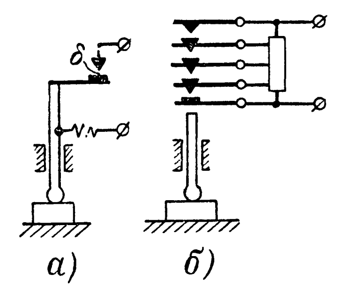


Рис 19-5. Контактные датчики.
а — однопредельный, *б* — многопредельный.

Для увеличения чувствительности контактных датчиков в них применяется рычажная передача. Порог их чувствительности определяется минимальной величиной зазора δ между контактами и зависит от величины приложенного к контактам напряжения. Величина этого напряжения не должна превышать значения, при котором начнется произвольный разряд через межконтактный зазор.

19-3. ИНДУКТИВНЫЕ, ЕМКОСТНЫЕ И МАГНИТОУПРУГИЕ ДАТЧИКИ

Индуктивные датчики

Действие индуктивных датчиков основано на свойстве катушки индуктивности изменять свое сопротивление при введении в нее ферромагнитного сердечника или при изменении величины зазора в магнитном сердечнике, на котором помещена катушка. Преобразуемой величиной в этом случае может быть механическое перемещение (линейное или угловое), а выходной величиной датчика — изменение индуктивности катушки ΔL.

Индуктивные датчики с подвижным сердечником внутри катушки (рис. 19-6, *б*) используются для преобразования сравнительно больших перемещений (более 5—8 *мм*). Датчики же с изменяющимся зазором магнитопровода (рис. 19-6, *а* и *в*) служат для преобразования малых перемещений (до 2 *мм* при изменении длины зазора и до 8 *мм* при изменении его сечения).

Используются также двухтактные индуктивные датчики, обеспечивающие большой предел изменения преобразуемой величины, большую чувствительность и малую зависимость основных параметров датчика от внешних условий (температуры).

Широкое распространение получили трансформаторные датчики, представляющие собой устройства, в которых входное преобразуемое перемещение изменяет коэффициент взаимоиндукции между первичной и вторичной обмотками (рис. 19-6, *г*). Разновидностью их являются дифференциальные трансформаторные датчики с двумя вторичными обмотками рис. 19-6, *д*. Датчики этого типа позволяют получить более мощный выходной сигнал по сравнению с другими типами датчиков (например, проволочными).

Зависимость выходной величины датчика ΔL или ΔZ от входной $\Delta\delta$ и его чувствительность определяются конструктивными особенностями датчика. У датчиков, преобразующих механические перемещения, чувствительность определяется выражением

$$S = \frac{\Delta L}{\Delta\delta} \quad \text{или} \quad S = \frac{\frac{\Delta Z}{Z}}{\Delta\delta}.$$

Погрешности индуктивных датчиков зависят от стабильности амплитуды и частоты питающего напряжения, а также от влияния окружающей температуры на геометрические размеры магнитопровода и датчика.

Индуктивные датчики применяются в основном для преобразования различных механических перемещений, исследования деформаций, контроля размеров и т. д. Динамические свойства индуктивных датчиков определяются инерционностью его подвижных элементов.

Конструкция	Характеристика преобразования	Допустимые перемещения, *мм*
а) $\sim U_0$, δ	L, δ	0,1 - 2
б) δ, $\sim U_0$	L, δ	до 50
в) S, $\sim U_0$	L, S	до 8
г) R, $\sim U_0$, δ, $\sim U_{вых}$	$\sim U_{вых}$, δ	до 2
д) $\sim U_0$, δ_1, δ_2, $\sim U_{вых}$	$\sim U_{вых}$, $\delta_1-\delta_2$	до 4

Рис. 19-6. Индуктивные датчики.

а — с изменяющейся величиной зазора; *б* — с перемещением сердечника; *в* — с изменяющейся площадью зазора; *г* — трансформаторный датчик, *д* — дифференциальный трансформаторный датчик.

Емкостные датчики

Емкость конденсатора зависит от трех параметров. площади обкладок, расстояния между ними и диэлектрической постоянной среды между обкладками.

Так, например, емкость (в пикофарадах) плоского конденсатора (рис. 19-7, *а*) выражается следующим образом.

$$C = 0{,}88\frac{\varepsilon s}{a},$$

где ε — диэлектрическая проницаемость;
s — площадь обкладок, *см*^{2};
a — расстояние между обкладками, *см*.

Принцип действия емкостного датчика основан на том, что преобразуемая неэлектрическая величина воздействует на один из указанных параметров, изменяя тем самым емкость конденсатора.

В соответствии с числом параметров, определяющих емкость конденсатора, различают три типа емкостных датчиков: 1) с изменяющейся площадью обкладок; 2) с изменяющимся расстоянием между обкладками; 3) с изменяющейся диэлектрической постоянной.

Зависимость выходных величин от входных для указанных типов емкостных датчиков и их чувствительности приведены в табл. 19-7.

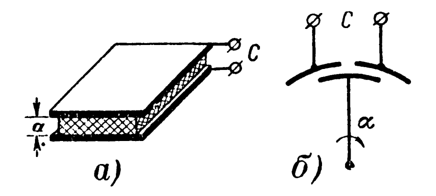


Рис. 19-7. Емкостные датчики.

а — устройство плоского датчика; *б* — дифференциальный датчик.

Из табл. 19-7 следует, что чувствительность емкостных датчиков тем больше, чем меньше расстояние между обкладками (для трех типов датчиков), чем больше площадь обкладок (у датчиков с переменными ε и a) и чем больше величина диэлектрической проницаемости (у датчиков с изменяющимися a и s).

Конструктивные выполнения датчиков могут быть различными. Минимальное расстояние между обкладками выбирается из расчета диэлектрической прочности.

Широко используются емкостные дифференциальные датчики (рис. 19-7, *б*). Они обладают большой чувствительностью и менее подвержены внешним воздействиям. Емкостные датчики малоинерционны.

Чувствительность их очень высока; она превосходит чувствительность всех других типов датчиков. Погрешность емкостных датчиков определяется влиянием температуры на геометрические размеры и диэлектрическую проницаемость диэлектрика, а также влажностью окружающей среды.

Основными схемами включения емкостных датчиков являются мостовые и дифференциальные схемы, а также схемы, построенные на использовании явления резонанса и метода биений.

Емкостные датчики могут быть использованы для преобразования механических перемещений (линейных и угловых), геометрических размеров деталей, расстояний между деталями, состава физических смесей, вибраций, измерения уровня жидкостей и других величин.

Таблица 19-7

Таблица характеристик емкостных датчиков

Изменяемый параметр конденсатора	Связь между изменениями входной и выходной величин	Чувствительность датчика
Площадь обкладок s	$\Delta C = 0{,}88 \dfrac{\varepsilon}{a} \Delta s$	$S_{\text{П}} = 0{,}88 \dfrac{\varepsilon}{a}$
Расстояние между обкладками a	$\Delta C = 0{,}88 \dfrac{\varepsilon s}{a^2} \Delta a$	$S_{\delta} = 0{,}88 \dfrac{\varepsilon s}{a^2}$
Диэлектрическая проницаемость ε	$\Delta C = 0{,}88 \dfrac{s}{a} \Delta \varepsilon$	$S_{\varepsilon} = 0{,}88 \dfrac{s}{a}$

Магнитоупругие датчики

Ферромагнитные материалы обладают двумя следующими свойствами: 1) если брусок ферромагнитного материала подвергнуть намагничиванию, то его геометрические размеры (длина) изменятся; 2) если намагниченный брусок ферромагнитного материала подвергнуть действию внешней силы, то его намагниченность (магнитная проницаемость) изменится. Первое свойство называется магнитострикцией, а второе *магнитоупругим эффектом*. Действие магнитоупругих датчиков основано на явлении магнитоупругого эффекта.

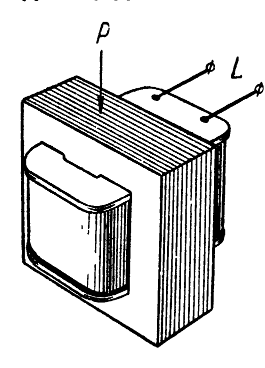


Рис. 19-8. Устройство магнитоупругого датчика.

Магнитный датчик представляет собой магнитопровод с размещенной на нем катушкой индуктивности. Если магнитопровод подвергнуть действию сжимающей силы p (рис. 19-8), то его магнитная проницаемость изменится, что приведет к изменению полного электрического сопротивления Z катушки датчика. Таким образом, входной величиной датчика может быть механическое усилие, а выходной — полное сопротивление катушки. При питании катушки датчика переменным током выходной величиной может быть амплитуда тока, протекающего через катушку.

Чувствительность магнитоупругого датчика

$$S = \frac{\Delta Z}{\Delta p}$$

зависит от магнитной чувствительности сердечника к давлению, а также от конструкции магнитопровода и катушки датчика. Конструкция датчика должна быть выполнена так, чтобы потоки рассеяния были сведены к минимуму.

Наибольшей магнитной чувствительностью к давлению обладают магнитные материалы, имеющие большую магнитную проницаемость с большим значением магнитострикции при малой индукции насыщения. К ним относятся некоторые сорта пермаллоя, а также трансформаторная сталь.

Магнитоупругие датчики могут использоваться при исследовании статических, знакопеременных и быстроизменяющихся нагрузок.

19-4. ИНДУКЦИОННЫЕ, ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ И ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ДАТЧИКИ

Индукционные датчики

В индукционных датчиках используется явление электромагнитной индукции, заключающееся в том, что в проводнике, перемещаемом в магнитном поле перпендикулярно направлению магнитных силовых линий, наводится э. д. с., пропорциональная скорости движения проводника (аналогично наводится э. д. с. при перемещении магнитного поля относительно проводника или же при изменении интенсивности магнитного поля вокруг проводника).

Индукционные датчики непосредственно могут применяться только для измерения скорости линейных и угловых перемещений (тахогенераторы). Особые конструкции тахогенератора позволяют измерять ускорения вращающихся валов.

Конструктивно датчики выполняются либо с катушкой, перемещаемой в неподвижном магнитном поле, либо с перемещаемым магнитным полем и неподвижной катушкой, либо с неподвижными катушкой и магнитным полем, но перемещаемым прерывателем магнитного потока.

Выходной величиной датчика является э. д. с. (в вольтах), определяемая выражением

$$E = kBlwv,$$

где k — коэффициент пропорциональности;
B — магнитная индукция в воздушном зазоре магнитопровода, в котором перемещается проводник, *вб/м²*;
l — длина витка, *м*;
w — число витков;
v — составляющая скорости движения проводника, перпендикулярная направлению магнитных силовых линий, *м/сек*.

Чувствительность датчика (*в·сек/м*)

$$S_{\text{и}} = \frac{\Delta E}{\Delta v} = kBlw.$$

Она может быть повышена за счет увеличения магнитной индукции в зазоре магнитопровода и числа витков катушки. Для подгонки чувствительности применяются магнитные шунты.

У индукционных датчиков, измеряющих скорость углового перемещения, выходным параметром может быть частота выходного напряжения, при этом чувствительность датчика, имеющего число пар магнитных полюсов p, равна:

$$S_f = \frac{\Delta f}{\Delta n} = p,$$

где Δn — приращение числа оборотов ротора датчика;
Δf — приращение частоты выходного напряжения.

Для повышения чувствительности индукционных датчиков, выходной величиной которых является частота, необходимо изготовлять их с большим числом пар магнитных полюсов.

Для измерения скорости вращения или скорости возвратно-поступательного движения могут применяться импульсные датчики, основанные на явлении электромагнитной индукции. Выходной величиной таких датчиков является частота следования импульсов. Такой датчик представляет собой постоянный магнит, укрепленный

на подвижном объекте, и сигнальную катушку, укрепляемую неподвижно (рис. 19-9, *а*).

Другой разновидностью импульсного датчика может быть такой датчик, у которого неподвижной является система из постоянного магнита, магнитопровода и сигнальной катушки; в качестве подвижной части используется диск из ферромагнитного материала с отверстиями (рис. 19-9, *б*).

Для преобразования малых линейных перемещений и исследования различного рода вибраций могут использоваться индукционные датчики с возбуждением (рис. 19-9, *в*) и вибрационные датчики (рис. 19-9, *г*).

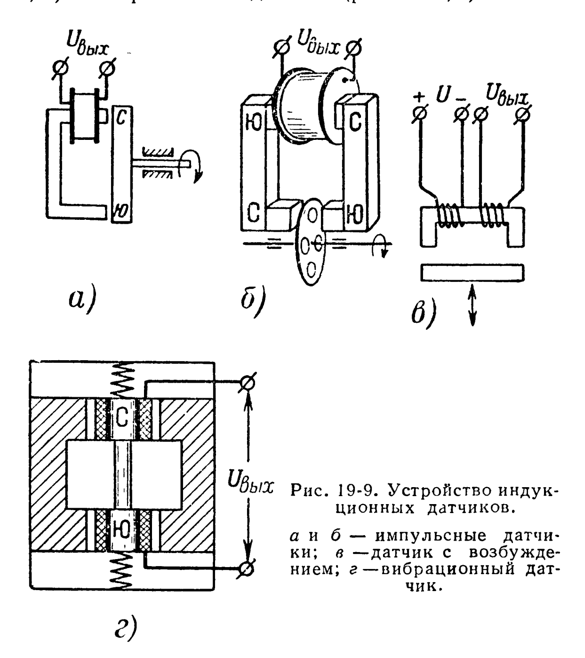


Рис. 19-9. Устройство индукционных датчиков.

а и *б* — импульсные датчики; *в* — датчик с возбуждением; *г* — вибрационный датчик.

Погрешности индукционных датчиков определяются. 1) изменениями магнитного поля с течением времени (эта погрешность устраняется периодической регулировкой магнитного шунта), 2) изменениями сопротивления обмоток и силы магнитного поля за счет нагрева (эта погрешность устраняется применением термомагнитного шунта или термистора в цепи якоря). Погрешность их может быть сведена к величине 0,5—1,5%.

Термоэлектрические датчики (термопары)

Принцип действия термоэлектрических датчиков основан на явлении термоэлектрического эффекта, заключающегося в том, что если два разнородных проводника соединить одними концами в одной точке и место соединения нагреть, то на свободных «холодных» концах проводников появится э. д. с. Величина этой э. д. с. зависит от материалов, из которых изготовлены элементы термопары, и от разности температур соединенных и свободных концов ($T_2 - T_1$).

Для сравнения материалов по термочувствительности определяют их термо-э. д. с. в паре с платиной (принятой за эталон), поддерживая температуру свободных концов, равной 0° С. В табл. 19-8 приведены величины термо-э. д. с. для некоторых материалов. Для термоэлектрических датчиков выбирают такие сочетания термоэлектродов, которые дают наибольшие значения термо-э. д. с.

К материалам, используемым для изготовления электродов термопар, предъявляются следующие требования: 1) механическая и химическая устойчивость при высоких

Таблица 19-8

Термо-э. д. с. некоторых материалов в паре с платиной при $T_2 = 100°$ С и $T_1 = 0°$ С

Материал	Термо-э. д. с., *мв*	Материал	Термо-э. д. с., *мв*
Платина	0	Медь	+0,75
Кремний	+44,8	Цинк	+0,7
Теллур	+40	Иридий	+0,65
Сурьма	+4,86	Платинородий	+0,64
Хромель	+2,05	Олово	+0,42
Железо	+1,8	Алюмель	—1,15
Молибден	+1,31	Константан	—3,5
Вольфрам	+0,79	Копель	—4

Примечание. Указанные в таблице цифры являются ориентировочными, так как термо-э. д. с. зависит от незначительных примесей в материале проводников и от технологии их изготовления.

температурах; 2) хорошая электропроводность; 3) постоянство термоэлектрических свойств, 4) однозначная зависимость термо-э. д. с. от температуры.

Чувствительность термопары

$$S = \frac{\Delta E}{\Delta (T_2 - T_1)}$$

определяется из градуировочного графика или ориентировочно по табл. 19-8. В интервале температур, где зависимость термо-э. д. с. от температуры нелинейна, величина чувствительности S будет переменной.

Для измерения температур до 1 000° С включительно используются термопары из неблагородных металлов. Температуры до 1 600° С измеряются термопарами из благородных металлов. Свыше 1 600° С используются термопары из жароупорных материалов: уголь — карбид кремния (до 1 800° С); вольфрам—молибден (до 2 100° С). В табл. 19-9 приведены данные некоторых термопар.

Таблица 19-9

Данные некоторых термопар

Тип термопары	Материал	Пределы измерения, °С
ТПП-II	Платинородий—платина	До 1 300 *
ТХ-VII	Хромель — алюмель	До 800
ТХК-XIII	Хромель — копель	До 600
Т-3	Хромель — копель	0—300
Т-180	Медь константановая (∅ 0,5)	От —200 до +50

* При кратковременном применении до 1 600° С.

Предельная температура применения термопары зависит не только от свойств ее электродов, но и от конструкции приемной части датчика (армировки), длительности применения и свойств среды, в которой работает термопара.

Свободные концы электродов термопары соединяются с измерителем посредством проводов. Если материал соединительных проводов и материалы электродов термопары разнородны, то в местах соединения (точки *m* и *n*

на рис. 19-10) будут создаваться термо-э. д. с., величины которых зависят от температуры среды, окружающей выводы термопары.

Термо-э. д. с., наведенные на свободных («холодных») концах термопары, алгебраически складываются с основной термо-э. д. с., характеризующей измеряемую температуру, и тем самым вносят соответствующие искажения в измерения. При постоянстве температуры среды, окружающей головку с выводными зажимами, эти искажения могут быть учтены при градуировке термопары.

Если температура головки термопары изменяется, то погрешности измерения за счет термо-э. д. с., наводимых на выходных зажимах, не могут быть учтены при градуировке. В таких случаях к измерителю термопары придается график поправок на измерение в зависимости от температуры головки (зажимов измерителя) или же применяются специальные схемы соединения термопары с измерителем.

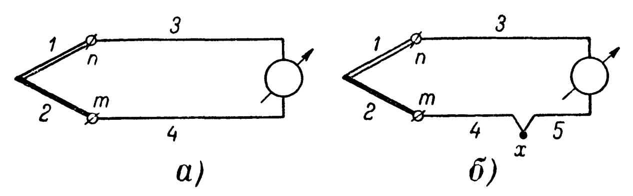


Рис. 19-10. Соединение термопары с прибором.

Одна из таких схем приведена на рис. 19-10, *б*. Провода *3* и *5* здесь из такого же материала, что и *1* (электрод термопары), а провод *4* — из того же материала, что и *2* (второй электрод термопары). Спай *x* является «холодным». Его можно заключить в термостат и исключить таким образом погрешности.

Для уменьшения погрешности термопары за счет температуры свободных концов могут использоваться и другие схемы, например мостовая схема с компенсирующим термосопротивлением.

Инерционность термопар определяется их конструкцией, условиями теплообмена с окружающей средой. Постоянная времени термопар может находиться в пределах от единиц до нескольких сотен секунд.

Пьезоэлектрические датчики

В пьезоэлектрических датчиках используется эффект появления зарядов на гранях кристалла при его механической деформации. У кристаллов различают оптическую Z, электрическую X и механическую или нейтральную Y оси (рис. 19-11).

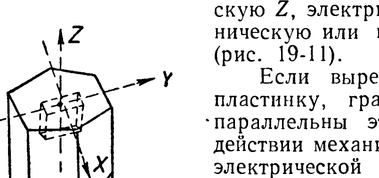


Рис. 19-11. Расположение осей в кристалле кварца и кварцевой пластинке.

Если вырезать из кристалла пластинку, грани которой будут параллельны этим осям, то при действии механической силы вдоль электрической или механической осей на гранях, перпендикулярных электрической оси, появятся электрические заряды. Величина зарядов пропорциональна величине упругих напряжений и не зависит от размеров поверхности нагруженного кристалла. При действии силы вдоль оптической оси электрических зарядов не возникает. С учетом указанных особенностей изготовляются пьезоэлектрические датчики, основным элементом которых является пластина, вырезанная из кристалла. Наибольший пьезоэффект проявляется у кристаллов турмалина, кварца и сегнетовой соли. В последнее время получили широкое распространение пьезоэлементы из поляризованной керамики титаната бария.

При силе, действующей на пластину вдоль электрической оси, величина разности потенциалов, образуемая между металлическими электродами, сжимающими пластину (рис. 19-12), может быть определена из выражения

$$U = \delta_e \frac{p}{C + C_0},$$

где δ_e — пьезомодуль, *к/кг* (для кварца $\delta_e = 2{,}1 \cdot 10^{-11}$, $\varepsilon = 4{,}5$, для керамики титаната бария $\delta_e = 107 \cdot 10^{-11}$, $\varepsilon = 1\,300$; для сегнетовой соли $\delta_e = 300 \cdot 10^{-11}$, $\varepsilon = 200$);

p — усилие, *кГ*;

C — емкость конденсатора, образуемого электродами и пластиной между ними, *ф*;

C_0 — емкость измерительной схемы датчика, *ф*.

Чувствительность датчика

$$S = \frac{\delta_e}{C + C_0}.$$

Она может быть повышена за счет уменьшения емкости измерительной схемы. С этой целью датчик изготовляется из нескольких (n) включенных механически последовательно и электрически параллельно пластин (рис. 19-12, *б*).

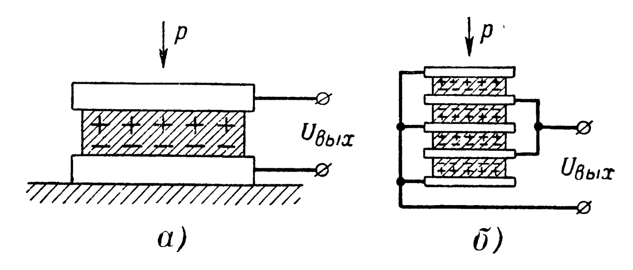


Рис. 19-12. Пьезоэлектрические датчики.

а — датчик с одной пластиной; *б* — датчик с несколькими пластинами.

Чувствительность такого датчика может быть определена из выражения

$$S = \frac{\delta_e}{C + \frac{C_0}{n}}.$$

Пьезоэлектрические датчики практически безынерционны, поэтому они могут быть использованы для исследования быстроизменяющихся усилий. Для исследования статических режимов эти датчики не применяются из-за утечки зарядов через объемную и поверхностную проводимости пластины и сопротивление изоляции соединительных проводов.

Выходное напряжение пьезоэлектрического датчика может быть измерено только с помощью катодного вольтметра, практически не потребляющего мощности от цепи, к которой он подключается.

19-5. ФОТОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ДАТЧИКИ

Фотоэлектрическими датчиками называются устройства, изменяющие свои параметры при воздействии на них световой энергии. Достоинствами фотоэлектрических датчиков являются их простота, малые габариты, высокая чувствительность и отсутствие механической связи с преобразуемым процессом. Фотоэлектрические датчики называют также фотоэлементами.

Основные характеристики фотоэлектрических датчиков:

1. Световая характеристика — зависимость фототока от интенсивности падающего на фотоэлемент светового потока.

2. Спектральная характеристика — зависимость фототока от длины волны падающих лучей при постоянной освещенности.

3. Инерционная (частотная) характеристика — зависимость фототока от частоты изменения интенсивности падающего светового потока.

4. Вольт-амперная характеристика — зависимость фототока от прикладываемого между электродами фотоэлемента напряжения при постоянном световом потоке.

Кроме указанных характеристик, фотоэлементы оцениваются по стабильности их параметров с течением времени (старение) и при изменении температуры рабочей среды.

Фотоэлементы находят широкое применение в качестве датчиков различных измерительных и регулирующих устройств для измерения и регулирования температуры, уровней, перемещений и скоростей, для сортировки и отбраковки деталей и т. п.

Применяются три типа фотоэлементов: 1) фотоэлементы с запирающим слоем, или вентильные фотоэлементы; 2) фотоэлементы с внешним фотоэффектом; 3) фотосопротивления или фотоэлементы с внутренним фотоэффектом.

Вентильный фотоэлемент

Фотоэлемент представляет собой устройство, состоящее из металлической подложки, тонкого слоя полупроводника и верхнего металлического полупрозрачного электрода. Технология изготовления фотоэлемента предусматривает образование запирающего слоя в районе подложки или же в районе полупрозрачного металлического электрода. При освещении полупроводника кванты света выбивают из полупроводника электроны, которые проходят через запирающий слой и заряжают проводник отрицательно. Сам полупроводник и его металлическая обкладка (электрод) заряжаются положительно. Если замкнуть внешнюю цепь, то в ней потечет ток.

Таким образом, вентильный фотоэлемент при его освещении становится генератором электрической энергии, величина э. д. с. которого зависит от интенсивности падающего светового потока.

Чувствительность фотоэлемента определяется как отношение приращения фототока к приращению светового потока:

$$S = \frac{\Delta I_{\text{ф}}}{\Delta \Phi}.$$

Она зависит от типа фотоэлемента и величины нагрузочного сопротивления. Для повышения чувствительности фотоэлементы могут быть включены электрически последовательно друг с другом.

Инерционность фотоэлементов этого вида различна. Так, например, если у селенового фотоэлемента (К-5 и др.) полоса пропускания частот составляет 0—100 *гц*, то у сернисто-серебряного фотоэлемента (ФЭСС) она не превышает единиц герц.

В табл. 19-10 приведены основные данные некоторых типов вентильных фотоэлементов.

Фотоэлементы с внешним фотоэффектом

Под действием света с поверхности металлов могут выбиваться электроны. Это явление, называемое **внешним фотоэффектом**, используется в фотоэлементах.

Таблица 19-10

Параметры некоторых вентильных фотоэлементов

Тип фотоэлемента	Чувствительность (интегральная), до *мка/лм*	Максимум спектральной характеристики, *мк*	Рабочая площадь, *см²*
К-5	500	0,55	5
К-10	500	0,55	10
К-20	500	0,55	20
Серно-талиевый	10 000	0,95	2
ФЭСС-V-2	6 000—7 000	0,85	2
ФЭСС-V-3	6 000—7 000	0,85	3
ФЭСС-V-5	6 000—7 000	0,85	5
ФЭСС-V-10	6 000—7 000	0,85	10

Если имитирующую поверхность использовать как границу электрического поля (электрод в вакууме), то при ее освещении в цепи (рис. 19-13) потечет ток, величина которого будет определяться интенсивностью освещения.

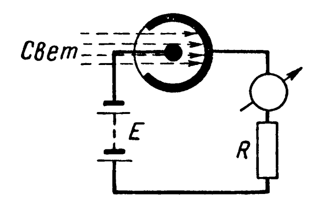


Рис. 19-13. Схема включения фотоэлемента с внешним фотоэффектом.

Фотоэлементы этого вида требуют дополнительных источников питания для создания внутри элемента электрического поля.

Вакуумные фотоэлементы практически безынерционны. Газонаполненные фотоэлементы более инерционны.

В табл. 19-11 приведены основные данные фотоэлементов с внешним фотоэффектом.

Фотосопротивления

Фотопреобразователи этого вида основаны на свойстве некоторых полупроводников изменять свою проводимость (сопротивление) при действии на них света. Это явление называется внутренним фотоэффектом.

Схематическое устройство фотосопротивления показано на рис. 19-14. Решетка из электродов сделана с целью увеличения чувствительности датчика.

Фотосопротивления удобно сочетаются с мостовой и усилительной схемами, позволяют создать высокочувствительные измерители интенсивности светового потока. Однако при изменении температуры и с течением времени они существенно изменяют свои параметры.

Основные данные некоторых типов фотосопротивлений приведены в табл. 10-6 (стр. 200).

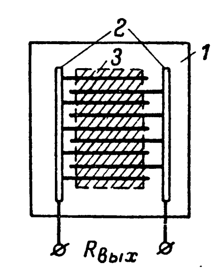


Рис. 19-14. Устройство фотоэлемента с внутренним фотоэффектом (фотосопротивление).

1 — изоляционная пластина; *2* — электроды; *3* — фотоповерхность.

Таблица 19-11

Параметры некоторых типов фотоэлементов с внешним фотоэффектом

Тип фотоэлемента	Рабочее напряжение, *в*	Чувствительность, *мка/лм*	Максимальный темновой ток, *а*	Максимум спектральной характеристики, *мк*	Максимальное снижение частотной характеристики в полосе 300—8 000 *гц, дб*
СЦВ-3	240	80	$1 \cdot 10^{-8}$	0,32—0,45	—3
СЦВ-4	240	80	$1 \cdot 10^{-7}$	0,32—0,45	—3
СЦВ-51	240	80	$1 \cdot 10^{-7}$	0,32—0,45	—3
ЦВ-1	240	20	$1 \cdot 10^{-7}$	0,75—0,95	—
ЦВ-3	240	20	$1 \cdot 10^{-7}$	0,75—0,95	—
ЦВ-4	240	20	$1 \cdot 10^{-7}$	0,75—0,95	—
ЦГ-1	240	75	$1 \cdot 10^{-7}$	0,7 —0,95	—7
ЦГ-3	240	100	$1 \cdot 10^{-7}$	0,7 —0,95	—5
ЦГ-4	240	100	$1 \cdot 10^{-7}$	0,7 —0,95	—7
ФЭУ-1	220	500	$1 \cdot 10^{-7}$	0,3 —0,45	—
ФЭУ-2	220	500	$1 \cdot 10^{-7}$	0,3 —0,45	—
ФЭУ-17	800	$(0,5 \div 5) \cdot 10^{6}$	$1 \cdot 10^{-8}$	0,3 —0,45	—
ФЭУ-18	800	$(0,5 \div 5) \cdot 10^{6}$	$1 \cdot 10^{-8}$	0,3 —0,45	—
ФЭУ-19	1 250	$(0,5 \div 5) \cdot 10^{6}$	$1 \cdot 10^{-8}$	0,3 —0,45	—

Примечание. Данные таблицы соответствуют величине светового потока до 0,03 *лм* для типов ЦГ-1, ЦВ-1, ЦГ-4 и ЦВ-4 и до 0,05 *лм* для типов ЦГ-3 и ЦВ-3.

19-6. ЛАМПОВЫЕ, РАДИАЦИОННЫЕ И ОБРАЩЕННЫЕ ДАТЧИКИ

Ламповые датчики

Основной характеристикой работы этого вида датчиков служит зависимость анодного тока электронной или ионной лампы от геометрических размеров ее электродов и расстояния между ними.

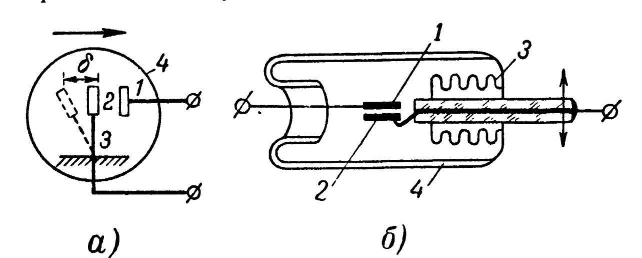


Рис. 19-15. Устройство ламповых датчиков.

а — датчик с внутренним управлением; *б* — датчик с внешним управлением. *1* — неподвижный электрод; *2* — подвижный электрод; *3* — упругий элемент; *4* — баллон лампы.

Ламповый датчик представляет собой электронную лампу, отдельные электроды которой при внешнем механическом воздействии на них могут смещаться относительно других, неподвижных электродов.

Перемещение подвижного электрода может быть произведено как непосредственно под воздействием механической величины (лампы внутреннего управления), так и через посредство эластичной части баллона (лампы внешнего управления). Конструкции ламп обоего типа чрезвычайно многообразны.

На рис. 19-15, *а* приведен схематический пример выполнения лампы внутреннего управления, которая может использоваться как датчик ускорения, а на рис. 19-15, *б* показано устройство лампы внешнего управления, используемой для преобразования различного рода перемещений.

Ламповые датчики сложны по конструкции. Для них необходима стабилизация питающих напряжений. Но зато они обладают большой чувствительностью преобразования. Кроме того, в таком датчике наряду с преобразованием входной неэлектрической величины может осуществляться усиление выходной электрической величины.

Радиационные датчики

В радиационных датчиках используется воздействие входной преобразуемой величины на интенсивность проникающего излучения (α-, β- или γ-лучей). В состав датчика входят источник и приемник проникающего излучения.

В качестве источников излучения применяются искусственные радиоактивные вещества. Данные некоторых наиболее часто употребляемых изотопов приведены в табл. 19-12.

Таблица 19-12

Данные некоторых радиоактивных изотопов

Элементы	Массовое число A	Период полураспада, год	Радиоактивная постоянная, $сек^{-1}$	Характер излучения	Энергия излучения, *мэв*	
					Энергия частиц	Энергия квантов
Бериллий	10	$2{,}7\cdot10^{6}$	$8{,}13\cdot10^{-15}$	β^-	0,555	—
Углерод	14	5·720	$3{,}8399\cdot10^{12}$	β^-	0,155	—
Натрий	22	2,6	$8{,}45\cdot10^{-9}$	β^+, γ	0,542	1,277
Кобальт	60	5,3	$4{,}439\cdot10^{-9}$	β^-, γ	0,3	1,2
Стронций	90	20	$9{,}675\cdot10^{-6}$	β^-	0,54	—
Цезий	137	33	$6{,}66\cdot10^{-10}$	β^-, γ	0,523	0,66
Европий	152	15	$1{,}408\cdot10^{-9}$	β^-, γ	0,75	1,116
Европий	154	16	$1{,}37\cdot10^{-9}$	β^-, γ	1,57	0,34
Таллий	204	2,7	$8{,}109\cdot10^{-9}$	β^-	0,76	—
Полиний	210	0,4	$5{,}8\cdot10^{-8}$	α, γ	5,298	0,8

Приемниками жестких излучений могут быть 1) ионизационные камеры; 2) пропорциональные счетчики, 3) счетчики Гейгера-Мюллера; 4) сцинтилляционные счетчики; 5) кристаллические счетчики. Три первых вида приемников основаны на измерении интенсивности ионизации, возникающей при действии α-, β- и γ-лучей. В сцинтилляционных счетчиках используются явления люминесценции кристаллов некоторых веществ под воздействием α-, β- и γ-излучений. Возникающий при этом световой поток измеряется фотоэлементом (фотоумножителем). Действие кристаллических счетчиков основано на явлении возникновения проводимости в кристаллах некоторых веществ при их облучении жесткими лучами (γ-лучами).

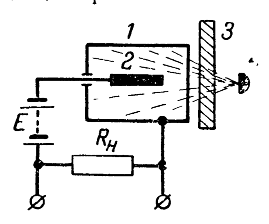


Рис. 19-16. Устройство ионизационного датчика

1 — ионизационная камера; *2* — электрод; *3* — исследуемый материал; *4* — радиоактивный источник ионизации, $R_н$ — нагрузочное сопротивление.

На рис. 19-16 приведена схема радиационного датчика с ионизационной камерой, которая является его основным элементом. Камера представляет собой сосуд, заполненный газом. Протекание ионизационного тока происходит между двумя электродами, находящимися в камере под напряжением (в датчике на рис. 19-16 в качестве одного электрода используется сама камера). Величина ионизационного тока пропорциональна интенсивности излучения, проникающего в камеру. Если между излучателем и приемником поместить какое-либо тело, то величина излучения, проникающего в камеру, а следовательно, и ток в ионизационной камере будут зависеть от качества тела, его размеров, скорости перемещения и т. д.).

Излучение радиоактивного вещества не зависит от температуры, давления и других внешних факторов окружающей среды. Само излучение не вызывает изменений в исследуемой неэлектрической величине и способно проникать в глубину конструкции датчика. Эти особенности ионизационных преобразователей позволяют использовать их в условиях высоких температур и давлений.

Радиационные датчики могут использоваться для измерения геометрических размеров тел, перемещений, плотности, температуры газов и ряда других измерений.

Обращенные датчики

Принцип действия обращенных датчиков основан на сравнении двух неэлектрических величин, одна из которых измеряемая, а другая получена путем преобразования известной электрической величины. Эти датчики используются главным образом как измерители.

В качестве иллюстрации на рис. 19-17 приведена упрощенная схема стробоскопического тахометра. Неоновая

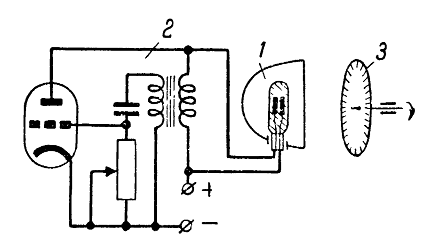


Рис. 19-17. Устройство стробоскопического тахометра (пример обращенного преобразователя).

лампа *1* периодически зажигается импульсами напряжения, вырабатываемыми блокинг-генератором *2*. При совпадении частоты вспышек с частотой следования меток, нанесенных на вращающемся объекте *3*, последний будет казаться неподвижным. Зная частоту блокинг-генератора, можно определить частоту вращения объекта.

Другим примером обращенного преобразователя является электрооптический пирометр, служащий для измерения высоких температур.

Обращенные преобразователи применяются в качестве звеньев обратной отрицательной связи при построении высокоточных измерительных устройств неэлектрических величин.

19-7. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ЦЕПИ

Измерительная цепь в электрическом приборе для измерения неэлектрической величины может выполнять функции согласования, компенсации, преобразования, усиления и др. Важной характеристикой измерительной цепи является ее чувствительность, под которой понимается

отношение приращения выходной величины к приращению входной.

Выходной величиной измерительной цепи может быть ток измерительного прибора $I_{и}$, включенного на выходе цепи, а входной — электрическая выходная величина датчика ΔM. В этом случае чувствительность измерительной цепи может быть представлена следующим выражением:

$$S_{ц} = \frac{\Delta I_{и}}{\Delta M}.$$

Чувствительность прибора, предназначенного для измерения электрическим методом неэлектрической величины, определяется как отношение приращения числа делений шкалы выходного прибора (указываемых стрелкой) к изменению входной неэлектрической величины ΔN; она выражается через чувствительности входящих в прибор элементов следующим образом:

$$S_{п} = \frac{\Delta \alpha}{\Delta N} = \frac{\Delta M}{\Delta N} \cdot \frac{\Delta I_{и}}{\Delta M} \cdot \frac{\Delta \alpha}{\Delta I_{и}} = S_{д} S_{ц} S_{и},$$

где $S_{д}$, $S_{ц}$ и $S_{и}$ — чувствительности датчика, измерительной цепи и измерителя.

При расчете стремятся обеспечить заданную техническими условиями чувствительность прибора $S_{п}$ в целом, при этом чувствительность измерительной цепи должна выбираться по возможности наибольшей. В зависимости от выходной величины измерительная цепь характеризуется чувствительностью по току или по напряжению.

В качестве измерительных схем наиболее широкое применение получили следующие: 1) мостовые схемы переменного и постоянного токов; 2) дифференциальные схемы; 3) компенсационные схемы.

Мостовая схема на постоянном токе

Мостовая измерительная схема на постоянном токе представлена на рис. 19-18. Применяются два основных вида этой схемы: 1) схема равновесного моста, использующая нулевой метод измерений, и 2) схема неравновесного моста, с помощью которой осуществляется измерение методом непосредственного отсчета. При измерении неэлектрических величин могут использоваться оба вида мостовых схем. Равновесные мостовые схемы часто применяются также в системах автоматического регулирования или управления различного рода процессов.

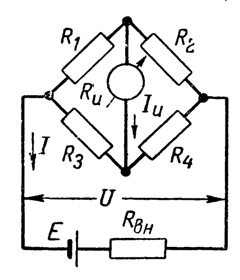


Рис. 19-18. Схема измерительного моста постоянного тока.

Равновесный мост. Условие равновесия моста ($I_{и} = 0$) выполняется при

$$R_1 R_4 = R_2 R_3.$$

В том случае, если выходной величиной датчика является сопротивление (например, проволочные датчики, термосопротивления и т. п.), датчик включается в качестве одного из сопротивлений (плеча) моста. При изменении входной неэлектрической величины изменяется сопротивление датчика. Это приводит к нарушению условия равновесия моста и отклонению стрелки прибора. В равновесном мосте измерительный прибор служит индикатором наличия разбаланса. Схема балансируется перемещением движка регулировочного реостата. Перемещение движка этого реостата может быть отградуировано в единицах измерения неэлектрической величины.

Зависимость изменения величины сопротивления датчика и перемещения движка регулировочного реостата получается линейной в том случае, если датчик и реостат соединить последовательно и включить их вместе как одно сопротивление в мостовую схему (например, вместо сопротивления R_1 на рис. 19-18).

Если представить все сопротивления моста через сопротивление одного из плеч, например:

$$R_2 = mR_1,\ R_3 = nR_1;\ R_4 = mnR_1;\ R_{и} = qR_1,$$

где m, n и q — постоянные коэффициенты, то чувствительность равновесного моста по току для режима $U = \text{const}$ (внутреннее сопротивление источника питания значительно меньше входного сопротивления моста, $R_{вн} \ll R_{м}$) при условии изменяющегося R_1 может быть определена из выражения

$$S_{мU} = \frac{\Delta I_{и}}{\Delta R_1} = \frac{U}{R_1^2} \xi_U$$

где $$\xi_U = \frac{1}{(1+m)\left[q\left(1+\frac{1}{m}\right)+n+1\right]}.$$

Максимальная чувствительность при постоянных значениях n и q получается, если

$$m = \sqrt{\frac{q}{1+n+q}}.$$

Чувствительность равновесного моста по току для режима $I = \text{const}$ ($R_{вн} \gg R_{м}$) при условии изменяющегося R_1 определяется выражением

$$S_{мI} = \frac{\Delta I_{и}}{\Delta R_1} = \frac{I}{R_1} \xi_I,$$

где

$$\xi_I = \frac{1}{\left(1+\frac{1}{n}\right)\left[q\left(1+\frac{1}{m}\right)+n+1\right]}.$$

Максимальная чувствительность при постоянных m и q получается, если

$$n = \sqrt{q\left(1+\frac{1}{m}\right)+1}.$$

Дополнительным условием при выборе величины сопротивлений мостовой схемы может быть условие ограничения тока в элементах моста и, в частности, в одном из сопротивлений, выполняющем функцию датчика R_1. Если известен максимально допустимый ток через датчик $I_{1макс}$ и величина сопротивления датчика R_1, то при данном значении величины питающего напряжения величина коэффициента m может быть определена из следующего выражения:

$$m = \frac{U}{R_1 I_{1макс}} - 1.$$

При расчете практических мостовых схем обычно исходят из того, что к имеющемуся электрическому датчику R_1 и измерительному прибору $R_{и}$ необходимо подобрать элементы мостовой схемы так, чтобы обеспечить нужную чувствительность всего измерительного устройства.

В случае, когда в измерительную диагональ моста включается высокоомный (ламповый) вольтметр или же высокоомный вход усилителя, ток в измерительной диагонали можно считать равным нулю. Чувствительность

моста по напряжению при этом может быть определена из выражения

$$S_м = \frac{U}{R_1} \cdot \frac{m}{(1+m)^2}.$$

Максимальная чувствительность в этом случае получается при $m = 1$.

В уравновешенных мостах источник питания и индикатор могут меняться местами включения без нарушения условия равновесия, однако чувствительность моста при такой перемене сохраняется только в случае равноплечего моста ($R_1 = R_2 = R_3 = R_4$).

В неравноплечем мосте для получения наибольшей чувствительности необходимо меньшие сопротивления включать по одну сторону диагонали источника питания, а бо́льшие — по другую. Невыгодное включение индикатора в случае большой разницы в сопротивлениях плеч может существенно понизить чувствительность моста (в 10—20 раз). Точность измерения с помощью балансируемого моста может быть очень высокой (до 0,01%).

Неравновесный мост. В неравновесном мосте разбаланс, появляющийся при изменении сопротивления одного из его плеч (датчика), не устраняется. Ток в измерительной диагонали моста, характеризующий величину разбаланса, а следовательно, и изменение входной неэлектрической величины датчика измеряется прибором (измерителем), шкала которого градуируется в единицах измерения неэлектрической величины.

Анализ чувствительности неравновесного моста в общем виде связан со значительными трудностями и представляет интерес только для конкретных случаев включения элементов моста.

В табл. 19-13 приведены схемы с различным включением датчика в качестве элемента моста и соответствующие этому включению формулы для определения тока в измерителе и относительной чувствительности схем. В схемах моста, приведенных в табл. 19-13, места включения изменяемых сопротивлений обозначены $R_0 + \Delta R$ и $R_0 - \Delta R$, а неизменяемых R_0. Обозначение $R_0 - \Delta R$ указывает на то, что изменение сопротивления этого плеча аналогично изменению сопротивления, обозначенного $R_0 + \Delta R$, знаки же этих изменений противоположны, т. е. в одном плече сопротивление увеличивается на ΔR, а во втором уменьшается на ΔR.

Точность измерения с помощью неравновесного моста не превышает 0,5%. Шкала моста при условии $\Delta R \ll R$ достаточно линейна для практических целей.

Мостовая схема на переменном токе

Измерительная мостовая схема, питающаяся от источника переменной э. д. с., называется мостом переменного тока. Все основные соотношения в этом случае остаются такими же, как и для моста постоянного тока, при условии замены в них величин активных сопротивлений плеч моста полными сопротивлениями.

Условие баланса моста определяется соотношением

$$\frac{Z_4}{Z_3} = \frac{Z_2}{Z_1} = A$$

или

$$\left.\begin{aligned} |Z_1|\,|Z_4| &= |Z_2|\,|Z_3| \\ \varphi_1 + \varphi_4 &= \varphi_3 + \varphi_2 \end{aligned}\right\},$$

где Z — полное сопротивление плеча, модуль которого

$$|Z| = \sqrt{R^2 + X^2};$$

Таблица 19-13

Чувствительность неравновесной мостовой схемы при различном включении датчиков

Тип схемы	Ток через измерительный прибор	Условная чувствительность
$R_0+\Delta R$, $R_и$, $R_и$, R_0, R_0	$I_и = I\frac{\Delta R}{4(R_и + R_0)}$	1
$R_0+\Delta R$, R_0, $R_и$, R_0, $R_0+\Delta R$	$I_и = I\frac{\Delta R}{2(R_и + R_0)}$	2
$R_0+\Delta R$, $R_0-\Delta R$, R_0, R_0, R_0	$I_и = I\frac{\Delta R}{2(R_и + R_0)}$	2
$R_0+\Delta R$, $R_0-\Delta R$, $R_и$, $R_0-\Delta R$, $R_0+\Delta R$	$I_и = I\frac{\Delta R}{R_и + R_0}$	4
$R_0-\Delta R$, R_0, $R_и$, $R_0+\Delta R$, R_0	$I_и = I\frac{\Delta R}{R_и + R_0}$	2

R — активная составляющая сопротивления,

X — реактивная составляющая сопротивления;

φ_1, φ_2, φ_3, φ_4 — фазовые сдвиги соответствующих сопротивлений.

Чувствительность моста переменного тока может быть подсчитана по следующему выражению:

$$S_м = \frac{A}{(1+A)^2} \cdot \frac{U}{Z_1}.$$

Сигналы рассогласования, снимаемые с измерительной диагонали моста переменного тока, требуют значительного усиления.

Дифференциальные измерительные цепи

Дифференциальная измерительная цепь представляет собой электрическую цепь, состоящую из двух смежных контуров, в каждом из которых действует отдельная э. д. с. В общую для обоих контуров ветвь включается индикаторный прибор, реагирующий на разность действующих в контурах э. д. с. (при параллельном включении контуров) или токов (при последовательном включении контуров). На рис. 19-19 приведены для сравнения мостовая и дифференциальная схемы.

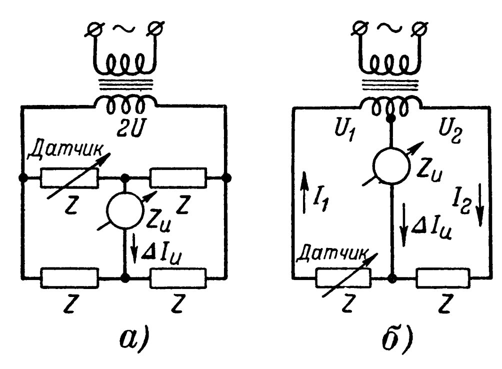


Рис. 19-19. Измерительные схемы.
а — мостовая схема; *б* — дифференциальная схема.

Если $U_1 = U_2 = U$ и $Z_и \ll Z$, а датчик, включенный в один из контуров, изменяет свое сопротивление на ΔZ, то чувствительность дифференциальной схемы по току определяется выражением

$$S_{цI} = \frac{U}{(Z + 2Z_и)\,Z},$$

а по напряжению (при условии $Z_и \gg Z$)

$$S_{цU} = \frac{U}{\left(2 + \frac{Z}{Z_и}\right) Z}.$$

Для случая $Z_1 = Z_2 = \text{const}$ напряжение разбаланса на приборе определяется выражением

$$\Delta U_и = \frac{\Delta U}{2 + \frac{Z}{Z_и}}.$$

При $|Z_и| \gg |Z|$

$$\Delta \dot{U}_и = \frac{\Delta U}{2}.$$

Чувствительность дифференциальной цепи выше, чем у мостовой.

Дифференциальные схемы используются преимущественно на переменном токе при измерении параметров электрических цепей (сопротивления, емкости, индуктивности, взаимной индуктивности, частоты), а также при измерении механических величин с помощью проволочных, индуктивных и емкостных датчиков. При использовании соответствующих датчиков дифференциальная схема может быть применена и на постоянном токе.

Достоинством дифференциальных цепей, использующих нулевой (балансный) метод измерений, является независимость результата измерения от величины питающего схему тока или напряжения.

Компенсационные цепи

Принцип работы компенсационной цепи основан на уравновешивании измеряемой э. д. с. (напряжения) равным и противоположным по знаку напряжением, величина которого с достаточной точностью может быть определена (рис. 19-20). Равенство измеряемого и компенсирующего напряжений устанавливается по нуль-индикатору *НИ*.

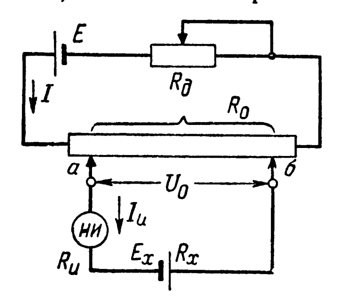


Рис. 19-20. Компенсационная схема.

При компенсационном методе энергия от источника измеряемого напряжения не потребляется, поэтому измерения могут быть произведены с высокой степенью точности.

Уравновешивание схемы может осуществляться вручную или автоматически (автокомпенсационная схема). Условие компенсации схемы на рис. 19-20 имеет следующее выражение:

$$\Delta I_и = \frac{E_x - U_0}{R_{а.\,б} + R_x + R_и} = 0,$$

отсюда

$$E_x = U_0 = IR_0.$$

При $I = \text{const}$ E_x пропорционально R_0, т. е. при линейном сопротивлении R_0 (реохорда) измеряемое напряжение пропорционально расстоянию между движками *а* и *б*.

Чувствительность компенсационной схемы определяется как отношение изменения тока в нулевом гальванометре $\Delta I_и$ к изменению измеряемого напряжения ΔE_x:

$$S_и = \frac{\Delta I_и}{\Delta E_x}.$$

Максимальная чувствительность будет при полностью сдвинутых и максимально раздвинутых движках *а* и *б*.

Колебательный контур как измерительная цепь

Если в колебательном контуре заменить его элементы соответствующими датчиками (емкостным или индуктивным), то он может быть использован в качестве измерительной цепи (рис. 19-21), преобразующей изменение выходной величины датчика в изменение амплитуды напряжения на контуре (за счет расстройки).

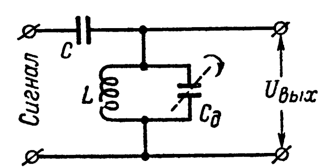


Рис. 19-21. Колебательный контур как измерительная схема.

Чувствительность такой измерительной цепи зависит от выбора начальной точки (частоты) в пределах резонансной кривой контура. Максимальная чувствительность будет на уровне 0,607 резонансного значения напряжения, снимаемого с контура. Чувствительность увеличивается с увеличением добротности контура.

Для измерения напряжения на контуре может использоваться ламповый вольтметр или обычный амплитудный детектор с индикаторным прибором на выходе.

Автогенератор как измерительная цепь

В качестве измерительных схем могут использоваться различного рода автогенераторные устройства. В этом случае отдельные элементы генератора, определяющие частоту генерируемых им колебаний, заменяются соответствующими датчиками.

Изменение выходной величины датчика будет вызывать изменение частоты колебаний на выходе автогенератора. Так, например, в генераторе синусоидальных колебаний отдельные элементы колебательного контура L и C могут быть заменены частично или полностью соответственно индуктивным или емкостным датчиком. В мультивибраторе или блокинг-генераторе частота генерируемых импульсов определяется величинами R и C, которые также могут быть заменены соответствующими датчиками.

В табл. 19-14 приведены чувствительности измерительных схем, выполненных в виде трех типов автогенераторных устройств: генератора синусоидальных колебаний, мультивибратора и блокинг-генератора.

Таблица 19-14

Чувствительность автогенераторных измерительных цепей

Тип автогенератора	Чувствительность
Генератор синусоидальных колебаний	$S_C = \frac{\Delta f}{\Delta C} = -\frac{f_0}{2C}$; $S_L = \frac{\Delta f}{\Delta L} = -\frac{f_0}{2L}$
Блокинг-генератор	$S_C = \frac{\Delta f}{\Delta C} = -\frac{f_0}{C}$; $S_R = \frac{\Delta f}{\Delta R} = -\frac{f_0}{R}$
Мультивибратор	$S_C = \frac{\Delta f}{\Delta C} = -\frac{f_0}{C}$; $S_R = \frac{\Delta f}{\Delta R} = -\frac{f_0}{R}$

Примечание. Символ f_0 означает частоту генерируемых колебаний при условии, что изменение преобразуемой величины на входе датчика равно нулю.

Частота колебаний на выходе автогенераторного устройства может быть измерена любым из известных методов (осциллографический, метод сравнения, резонансный, гетеродинный волномер и др.).

Фазовая измерительная цепь

На рис. 19-22, *а* представлена фазосдвигающая цепь RC, нагружающая источник переменной э. д. с. (вторичную обмотку трансформатора). Если изменять величину R или C, то выходное напряжение $U_{вых}$, оставаясь постоянным по амплитуде, будет изменять свою фазу (0—180°) по отношению к напряжению источника питания U_{1-2}. Приведенная схема может быть использована как измерительная цепь, если вместо R или C включить соответствующий датчик. Выходной величиной такой схемы будет фаза переменного напряжения (рис 19-22, *б*).

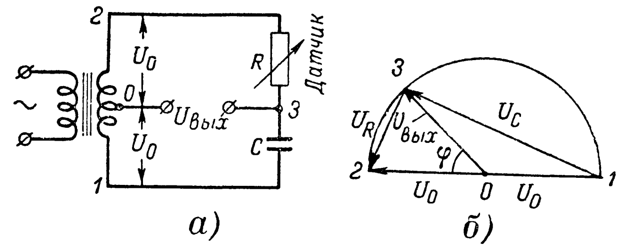


Рис. 19-22. Фазовая измерительная цепь.

Зависимость фазы φ от соотношения величин R и C определяется выражением

$$\sin\varphi = \frac{2X_C R}{X_C^2 + R^2},$$

где

$$X_C = \frac{1}{\omega C}.$$

Измерить величину фазового сдвига можно с помощью фазового детектора, одна из схем которого приведена на рис. 19-23. Дополнительная цепочка R_2C_2 и правый (по схеме) триод лампы служат для балансировки схемы. Детектор не требует источника постоянного напряжения и работает от сети переменного тока 50 *гц*.

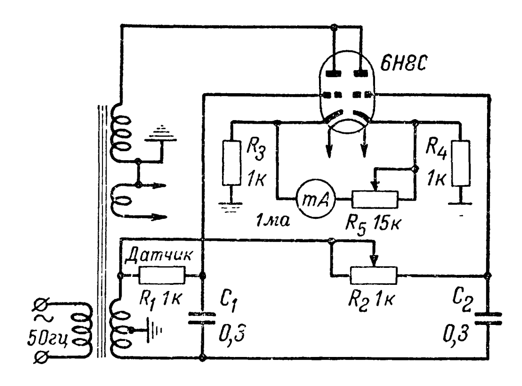


Рис. 19-23. Схема электрического прибора для измерения неэлектрической величины, использующего фазовую измерительную цепь и фазовый детектор.

Напряжение на выходе фазового детектора при условии, что на его входе включена указанная выше фазосдвигающая цепь, определится выражением

$$U_{вых} = 2kU_0 \frac{X_C R}{X_C^2 + R^2},$$

где $k \approx 0,25$ — коэффициент преобразования фазового детектора.

Чувствительность измерительной схемы вместе с фазовым детектором

$$S = kU_0 \frac{X_C (X_C - R)}{X_C^2 + R^2}.$$

Увеличение чувствительности может быть получено за счет повышения амплитуды напряжения U_0 (в пределах размаха сеточной характеристики лампы) и уменьшения величины R (в схеме R_1).

Измерительные схемы в виде колебательного контура, автогенератора и фазосдвигающей цепи более удобны, чем мосты переменного тока, хотя и требуют более сложных схем индикации выходных величин. Измерители неэлектрических величин с подобными измерительными схемами могут успешно использоваться в различных системах автоматического регулирования.

19-8. УСИЛЕНИЕ СИГНАЛОВ ДАТЧИКА

В электрических приборах для измерения неэлектрических величин находят широкое применение различного рода усилители, которые служат для согласования выходов датчиков и мостовых схем с измерительными приборами или устройствами, выполняющими измерительные функции. При этом осуществляется усиление сигналов датчиков или мостовых схем по току или напряжению.

Часто с выхода датчиков или мостовых измерительных схем снимаются постоянные по величине или медленно изменяющиеся сигналы, которые должны быть усилены. Для этого широко используются так называемые усилители постоянного тока. Среди них различают усилители с непосредственной связью между каскадами и усилители с преобразованием постоянного сигнала в переменный.

Усилители с непосредственной связью выполняются без переходных емкостей с непосредственной гальванической связью выхода предыдущего каскада с выходом последующего.

В усилителях с преобразованием входной сигнал постоянного тока или напряжения преобразуется в переменное напряжение, амплитуда которого пропорциональна величине входного сигнала. Усиление преобразованного сигнала осуществляется усилителями переменного тока.

Особенности усилителей с непосредственной связью

Для получения неискаженного сигнала на выходе усилителя необходимо обеспечить нормальные режимы работы ламп (или транзисторов) и стабильность его параметров в течение всего времени работы.

Обеспечение необходимых режимов работы ламп может быть достигнуто применением отдельных источников питания для каждого каскада или потенциометрических делителей с общим источником питания.

Применение отдельных источников питания для каждого каскада неудобно, так как усилительная установка получается громоздкой. Поэтому такой способ питания применяется главным образом в лабораторной практике.

Достижение необходимой стабильности работы усилителей с непосредственной связью может быть обеспечено применением стабилизированных источников питания, специальных компенсирующих схем и отрицательной обратной связи. Для питания анодных цепей усилителей применяются выпрямители с электронной стабилизацией или гальванические элементы. В меньшей степени, но также необходима стабилизация питания накала ламп.

Обычно стабилизация источников питания все же оказывается недостаточной. Поэтому наряду с ней применяют специальные схемы усилителей.

Для устранения влияния нестабильности источников питания накала и анодной цепи ламп обычно используется принцип компенсации, сущность которого может быть пояснена с помощью схемы, представленной на рис. 19-24. В цепь катода усилительной лампы $Л_у$ включается сопротивление $R_к = R_{к1} + R_{к2}$. Если при работе

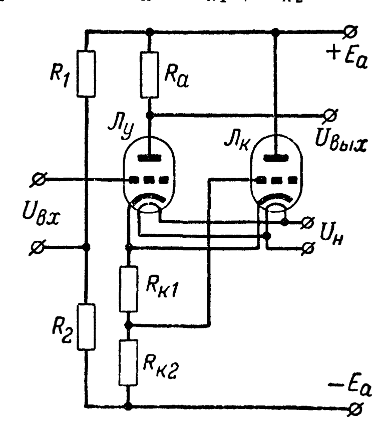


Рис. 19-24. Компенсация нестабильности источников питания.

усилителя увеличится напряжение питания накала $U_н$, то возрастет анодный ток усилительной лампы. Вместе с тем увеличится ток компенсирующей лампы $Л_к$, который, проходя через сопротивления $R_{к1}$, $R_{к2}$, вызовет соответствующее увеличение смещения на сетке лампы $Л_у$, за счет чего ее анодный ток уменьшится. Таким образом, подбором режима компенсирующей лампы и сопротивлений $R_{к1}$ и $R_{к2}$ можно существенно уменьшить влияние нестабильности питающих напряжений на работу усилителя.

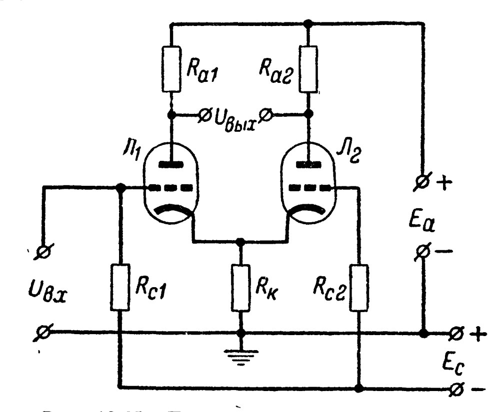


Рис. 19-25. Параллельно-балансная схема усилителя.

Для компенсации нестабильности анодного напряжения применен делитель напряжения R_1, R_2, С одного из сопротивлений этого делителя (R_2) часть напряжения $E_а$ снимается на сетку лампы $Л_у$. Если сопротивления делителя выбрать так, чтобы напряжение, снимаемое на сетку, равнялось $E_а/\mu$, где μ — коэффициент усиления лампы, то выходное напряжение усилителя окажется в некоторых пределах практически не зависимым от $E_а$.

Для получения стабильной работы усилителя часто применяют балансное включение ламп (каскадов). Наибольшее распространение получила схема параллельного баланса с общим катодным сопротивлением (рис. 19-25).

Применение отрицательной обратной связи улучшит характеристики усилителя. При этом уменьшаются нелинейные, частотные и фазовые искажения. Влияние нестабильности источников питания также становится меньшим.

Усилители с преобразованием входного сигнала

Среди многих способов преобразования входного сигнала наибольшее распространение получили электромеханические и электронные. В качестве электромеханических преобразователей используются электромагнитные поляризованные реле или вибропреобразователи.

Как правило, используются балансные схемы электронных преобразователей. Амплитуда входного коммутирующего переменного напряжения преобразователя $\sim U_{вх}$ должна быть достаточно стабильной. Принципиальные схемы двух электронных преобразователей приведены на рис. 19-28.

Схемы выходных каскадов усилителей с преобразованием определяются характером исполнительных устройств. Если для управления исполнительными устройствами необходим постоянный ток, то переменное напряжение выпрямляется. При необходимости выпрямитель может быть сделан фазочувствительным.

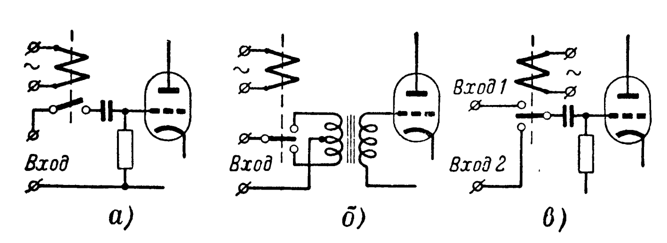


Рис. 19-26. Схемы включения вибропреобразователей. На вход 2 обычно подается сигнал обратной связи.

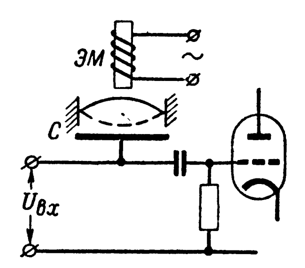


Рис. 19-27. Схема с емкостным преобразователем.

Вибропреобразователи обычно применяются в электронно-моделирующих устройствах, системах автоматики и автоматических измерительных приборах на постоянном токе. На рис. 19-26 показаны некоторые схемы включения электромеханических преобразователей.

Другим типом электромеханического преобразователя является емкостный преобразователь (рис. 19-27), представляющий собой конденсатор, одна из обкладок которого перемещается под воздействием электромагнита *ЭМ*. На обкладках конденсатора *C* возникает переменное напряжение, амплитуда которого пропорциональна входному напряжению $U_{вх}$. Верхняя граничная частота усилителя с емкостным преобразователем достигает 3 *кгц*.

Электронные преобразователи представляют собой коммутирующие устройства, использующие в качестве ключа электронные лампы (или транзисторы). Преобразователи этого типа работают менее стабильно, чем вибрационные. Однако возможность получения любых частот модуляции, высокая надежность и большое входное сопротивление делают их перспективными.

Применение транзисторов в усилителях постоянного тока

В настоящее время находят применение усилители постоянного тока на транзисторах. Меры по увеличению стабильности таких усилителей аналогичны мерам, применяемым в ламповых усилителях. Достаточно хорошие результаты обеспечивают схемы параллельного баланса со связанными коллекторами, эмиттерами и базами.

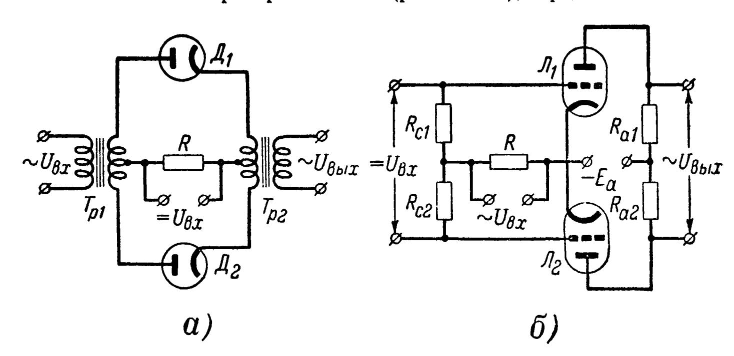


Рис. 19-28. Схемы преобразователей на электронных лампах.
а — балансная схема на трансформаторах; *б* — балансная схема на сопротивлениях.

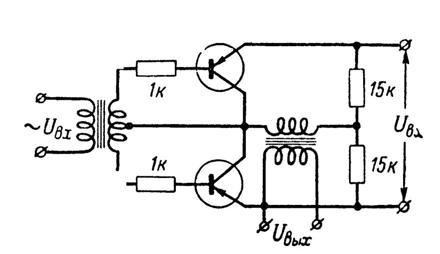


Рис. 19-29. Преобразователь балансного типа на транзисторах.

Наиболее широкое распространение находят транзисторы в схемах усилителей с преобразованием (рис. 19-29).

Препятствием к широкому применению транзисторов в усилителях постоянного тока является пока еще существенная зависимость их основных параметров от температуры. Однако применением специальных термокомпенсационных схем и кремниевых транзисторов можно значительно улучшить стабильность работы усилителей, в результате чего они могут быть широко использованы в устройствах для измерения неэлектрических величин.

ГЛАВА ДВАДЦАТАЯ

АВТОМАТИЧЕСКОЕ РЕГУЛИРОВАНИЕ

20-1. ОСНОВНЫЕ ПОНЯТИЯ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ

Системы автоматического регулирования (САР) предназначены для автоматического (без участия оператора) поддержания одной или нескольких физических величин на определенном уровне или для автоматического изменения их по любому задаваемому извне закону.

В САР производится сравнение регулируемых (или выходных) величин с задаваемыми (или входными) величинами. Выходные величины подаются для сравнения на вход по цепи обратной связи. В результате этого сравнения вырабатываются сигналы рассогласования (или ошибки), которые затем преобразуются, усиливаются и воздействуют на объект регулирования так, чтобы уменьшить рассогласование (рис. 20-1). При

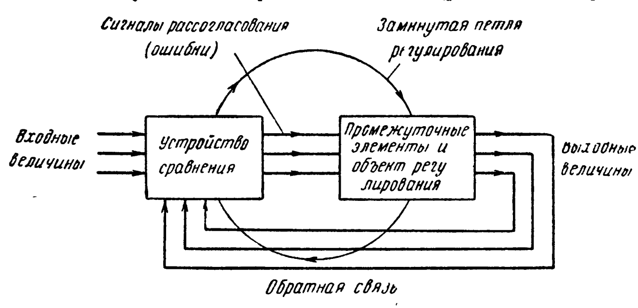


Рис. 20-1. Общая функциональная схема системы автоматического регулирования.

этом образуется замкнутая петля регулирования. Наличие замкнутой петли является характерным признаком системы регулирования.

САР делятся на две группы: 1) системы автоматической стабилизации и 2) следящие системы.

Системы автоматической стабилизации предназначены для поддержания постоянного значения одной или нескольких регулируемых (выходных) величин.

При отклонении регулируемой величины $\theta_{вых}$ от некоторого заранее заданного значения $\theta_{вх}$, вызванном действием внешних возмущений (помех) *П* на объект регулирования, возникает ошибка (сигнал рассогласования)

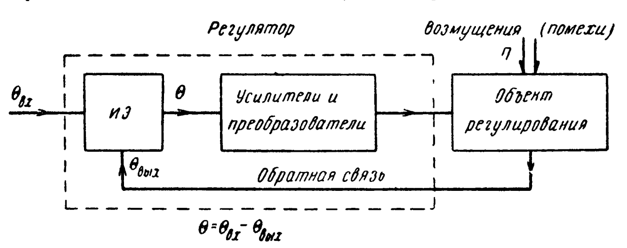


Рис. 20-2. Функциональная схама системы автоматической стабилизации.

$\theta = \theta_{вх} - \theta_{вых}$ (рис. 20-2). Она выявляется измерительным элементом *ИЭ* (устройство сравнения) и преобразуется в сигнал, воздействующий на объект регулирования так, чтобы регулируемая величина $\theta_{вых}$ поддерживалась на неизменном уровне.

Следящие системы предназначены для автоматического воспроизведения заданных значений входной величины (рис. 20-3). В следящей системе выходная величина $\theta_{вых}$ должна возможно более точно «следить» за изменением входной величины $\theta_{вх}$. Последняя может изменяться произвольным образом. Величины $\theta_{вх}$ и $\theta_{вых}$ могут иметь разнообразную физическую природу (напряжение, частота колебаний, углы перемещения каких-либо объектов и т. д.).

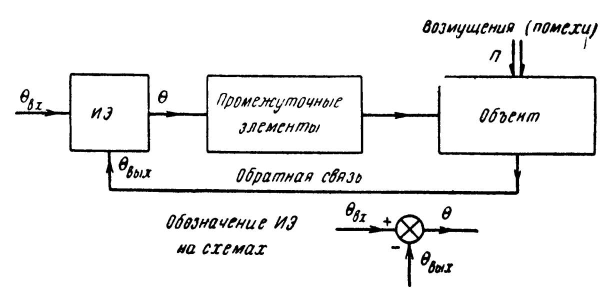


Рис. 20-3. Функциональная схема следящей системы.

Весьма часто источник входного воздействия имеет малую мощность, в то время как для изменения выходной величины требуется большая мощность, расходуемая на перемещение регулирующего органа со значительной массой. В силу этого в системах автоматического регулирования, как правило, имеются усилители мощности.

Сравнение величин $\theta_{вх}$ и $\theta_{вых}$ происходит в измерительном элементе *ИЭ*, куда $\theta_{вых}$ поступает по цепи обратной связи. В измерительном элементе осуществляется операция вычитания, в результате которой возникает рассогласование $\theta = \theta_{вх} - \theta_{вых}$ (рис. 20-3). Оно через промежуточные элементы воздействует на объект регулирования и вызывает изменение регулируемой величины $\theta_{вых}$, в результате чего рассогласование θ уменьшается, а $\theta_{вых}$ приближается к $\theta_{вх}$. Рассогласование θ может возникать не только при изменении $\theta_{вх}$, но также вследствие внешних возмущений — помех *П*, действующих на объект регулирования. Следящая система работает при этом как система автоматической стабилизации и компенсирует внешнее воздействие, поддерживая $\theta_{вых}$ близким к $\theta_{вх}$.

Пример 1. Система электронной стабилизации напряжения источника питания служит для поддержания выходного напряжения на заданном неизменном уровне независимо от величины нагрузки, подключенной к этому источнику, изменения напряжения сети и т. д. При изменении (например, увеличении) нагрузки растет ток через сопротивление, в результате чего уменьшается смещение на сетке регулирующей лампы. Вследствие этого компенсируется тенденция к снижению выходного напряжения, которое поддерживается на неизменном уровне. Эту систему удобно рассматривать как систему автоматической стабилизации.

Пример 2. Система автоматической подстройки частоты (АПЧ) гетеродина радиоприемника служит для автоматического поддержания заданного значения промежуточной частоты (см. стр. 453). Если частота сигнала не изменяется (например, при приеме радиовещательных станций), то система АПЧ действует как система стабилизации частоты гетеродина, снижающая влияние различных дестабилизирующих факторов. Если частота сигнала нестабильна (например, при работе магнетронного генератора), то система АПЧ действует как следящая. При этом частота гетеродина изменяется в соответствии с частотой сигнала так, чтобы промежуточная (разностная)

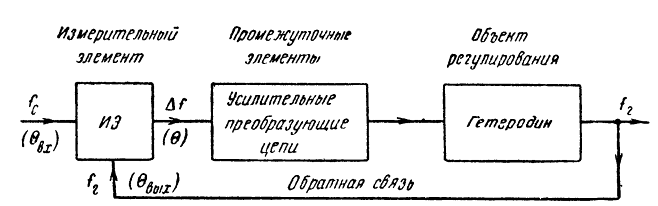


Рис. 20-4. Функциональная схема системы АПЧ.

частота оставалась неизменной и близкой к переходной частоте дискриминатора (см. стр. 454). Следовательно, частота гетеродина следит за частотой сигнала. Входной величиной $\theta_{вх}$ в этом случае является частота сигнала f_c, выходной $\theta_{вых}$ — частота гетеродина $f_г$ (рис. 20-4). Сигналом рассогласования в системе является отклонение Δf промежуточной частоты $f_{пр}$ от переходной частоты дискриминатора:

$$\Delta f = f_{пр} - f_0 = (f_c - f_г) - f_0.$$

Пример 3. Система автоматического определения направления прихода радиоволн (автоматический радиопеленгатор). Простейший автоматический радиопеленгатор имеет поворотную антенную систему, состоящую из двух антенн направленного действия (рис. 20-5). Максимумы диаграмм направленности разнесены на постоянный угол β_0, близкий к ширине луча. С помощью переключателя *П* к радиоприемнику подключаются поочередно антенны *I* и *II*. Сигналы от антенн усиливаются и преобразуются фазовым детектором (*ФД*) в управляющее напряжение, которое затем поступает на усилитель и исполнительный двигатель, поворачивающий всю антенную систему. Если источник радиоволн находится в направлении оси *OO* пересечения диаграмм направленности, величина сигнала при любом положении переключателя остается неизменной. При отклонении источника от направления *OO* вверх сигнал, принятый антенной *I*, будет превосходить сигнал от антенны *II*: возникнет амплитудная модуляция. Выходной сигнал приемника имеет вид прямоугольной волны, а на выходе *ФД* возникает напряжение одного знака (например, положительное). Если источник радиоволн отклонился вниз от оси *OO*, то фаза прямоугольной волны (относительно фазы коммутации) изменится на противоположную, что приведет к изменению полярности выходного напряжения *ФД*. В первом случае двигатель вращает антенную систему в одном направлении, во втором — в противоположном. Направление вращения выбрано так, чтобы уменьшить коэффициент модуляции. Двигатель остановится, когда ось *OO* будет направлена на источник радиоволн. Таким образом антенная система автоматически направляется на источник радиоволн, т. е. следит за направлением их прихода.

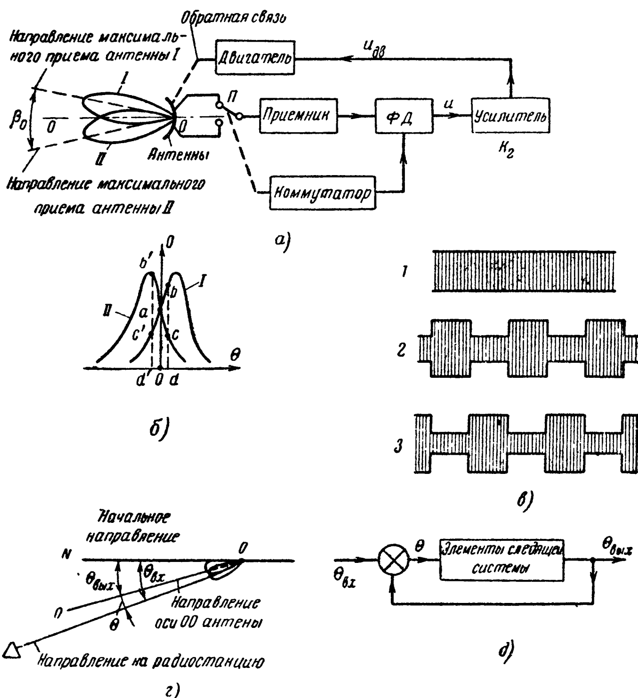


Рис. 20-5. Простейший автоматический радиопеленгатор.

а — функциональная схема; *б* — взаимное расположение диаграмм направленности антенн *I* и *II* (при отклонении радиостанции вверх сигнал, принятый антенной *I*, определяется отрезком *db*, а антенной *II* — отрезком *dc*; при отклонении вниз сигналы антенн *I* и *II* определяются соответственно отрезками *d′c′* и *d′b′*; *в* — форма сигнала на входе приемника (*1* — если радиостанция на линии *OO*; *2* — если радиостанция выше оси *OO*; *3* — если радиостанция ниже оси *OO*); *г* — взаимное расположение осей при определении углов автоматическим пеленгатором; *д* — представление автоматического радиопеленгатора в виде следящей системы.

Входной величиной является угол $\theta_{вх}$ между исходным (начальным) направлением *ON* (например, на север) и углом смещения источника радиоволн (радиостанции), а выходной — угол поворота антенной системы $\theta_{вых}$. Сигнал рассогласования и есть разность между этими углами ($\theta = \theta_{вх} - \theta_{вых}$). Рассматриваемая автоматическая система является следящей.

Помимо рассмотренных основных групп, иногда выделяют системы программного регулирования. Они действуют как следящие системы, с той лишь разницей, что входная величина изменяется во времени, согласно заранее известному (заданному) закону (по программе).

Различия в принципе действия систем автоматической стабилизации и следящих систем нет. Отнесение автоматической системы к первой или второй группе производится в соответствии с условиями работы. В следящей системе основное значение в рабочем режиме имеет *изменение входного сигнала*; в системе автоматической стабилизации — *противодействие внешним возмущениям при неизменном уровне регулируемой величины.*

Благодаря обратной связи в САР управляющее воздействие автоматически изменяется в соответствии с результатами действия системы. Имеются автоматические системы без обратной связи, в которых управляющее воздействие не зависит от результата действия системы (такие системы не являются системами регулирования).

Пример 1. *Буквопечатающая по радио аппаратура.* При нажатии клавиша на передающей стороне автоматически печатается буква на приемной. Однако обратной связи с приемного центра на передающий нет и любая допущенная ошибка автоматически не исправляется системой.

Пример 2. *Система автоматической регулировки усиления «вперед»*, когда изменяется коэффициент усиления каскадов, следующих за детектором АРУ. Любые изменения в коэффициентах усиления регулируемых каскадов (в том числе вследствие уменьшения крутизны) не исправляются системой, поскольку цепь обратной связи отсутствует и на входе нет информации о величине выходного сигнала.

Теория автоматического регулирования рассматривает вопросы принципов построения и исследования систем автоматического регулирования. Она решает следующие основные задачи:

1. Задачу анализа — исследование поведения системы при заданных ее параметрах. Анализ включает: а) исследование устойчивости систем; б) исследование установившихся (статических) режимов; в) исследование динамических (переходных) режимов при воздействии различных входных сигналов.

2. Задачу синтеза — проектирование системы автоматического регулирования (выбор ее структуры и параметров) по заданным требованиям (быстродействию, точности работы и т. д.).

Обе задачи взаимно связаны: анализ систем регулирования производится с целью определения и улучшения основных динамических характеристик системы; синтез производится на основе предварительного анализа с учетом возможностей реальной системы, найденных путем предварительного исследования типовых систем различных классов.

Ниже приводятся основные справочные данные по анализу систем автоматического регулирования, который распадается на несколько этапов и производится обычно в следующем порядке:

1. Составляется *функциональная схема* системы автоматического регулирования в виде соединения отдельных элементов, выполняющих определенные функциональные преобразования.

На основе функциональной схемы выделяются типовые *динамические звенья*, которые описываются определенными передаточными функциями.

Автоматическая система представляется далее в виде соединенных в общую замкнутую цепь динамических звеньев. Построенная таким образом схема называется *структурной схемой* автоматической системы.

Структурная схема путем использования теорем о преобразовании звеньев приводится к следящей системе простейшего вида и находится передаточная функция последней.

2. Проводится анализ полученной передаточной функции: исследуются условия *устойчивости* системы, а также *качество* процесса регулирования при различных воздействиях на систему. В линейной теории автоматического регулирования разработаны эффективные методы исследования этих вопросов.

20-2. ДИНАМИЧЕСКИЕ ЗВЕНЬЯ

В различных системах автоматического регулирования можно выделить однотипные **динамические звенья** — простые элементы, обладающие определенными динамическими свойствами (рис. 20-6). Знание динамических свойств этих звеньев позволяет произвести анализ системы в целом, не касаясь конкретной физической реализации элементов. Входной и выходной сигналы в динамическом звене могут иметь различную физическую природу.

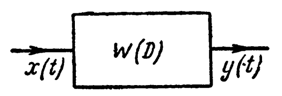


Рис. 20-6. Обозначение динамического звена.

$x(t)$ — входная величина; $y(t)$ — выходная величина; $W(D)$ — передаточная характеристика (функция).

Динамические звенья системы регулирования должны обладать свойствами однонаправленности и независимости.

Однонаправленность — при соединении звеньев любое воздействие распространяется только в одном направлении (от входа к выходу).

Независимость — присоединение каждого последующего звена не должно влиять на процессы в предыдущем и, следовательно, не должно изменять выходного сигнала звена. Для электрических процессов это свойство говорит о том, что входное сопротивление звена должно быть много больше его выходного сопротивления.

Звенья классифицируются по динамическим свойствам. Наиболее распространенными звеньями являются: усилительное (пропорциональное), инерционное, 2-го порядка (колебательное или апериодическое), интегрирующее, дифференцирующее и форсирующее.

1. Характеристики линейных динамических звеньев

Линейными называются динамические звенья, для которых справедлив принцип наложения (суперпозиции): выходной сигнал при действии на вход звена сложного сигнала равен сумме выходных сигналов, полученных в результате действия каждой из составляющих входного сигнала.

В дальнейшем рассматриваются только линейные динамические звенья.

Звенья описываются следующими характеристиками

Частотные характеристики

Комплексный коэффициент передачи

Комплексный коэффициент передачи $K(j\omega)$ — отношение комплексных амплитуд выходной и входной величин. Комплексный коэффициент передачи зависит от частоты. Он определяет изменение амплитуды и фазы колебаний при прохождении гармонических колебаний различных частот через динамическое звено.

$K(j\omega)$ представляется в следующих формах:

$$K(j\omega) = K(\omega)e^{j\varphi(\omega)}; \qquad (20\text{-}1)$$

$$K(j\omega) = u(\omega) + jv(\omega). \qquad (20\text{-}2)$$

$K(\omega)$ — **амплитудно-частотная характеристика** — зависимость отношения амплитуд выходной и входной величин от частоты колебаний синусоидального сигнала на входе (рис. 20-7).

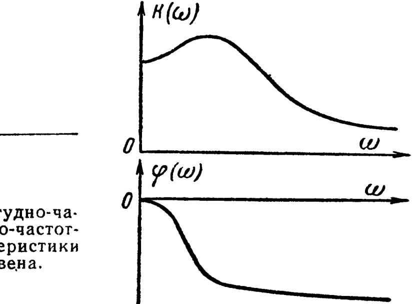


Рис. 20-7. Амплитудно-частотная $K(\omega)$ и фазо-частотная $\varphi(\omega)$ характеристики динамического звена.

$\varphi(\omega)$ — **фазо-частотная характеристика** — зависимость фазового сдвига выходной синусоидальной величины по отношению ко входной (рис. 20-7, *б*). $\varphi(\omega) > 0$ — опережение фазы; $\varphi(\omega) < 0$ — отставание фазы.

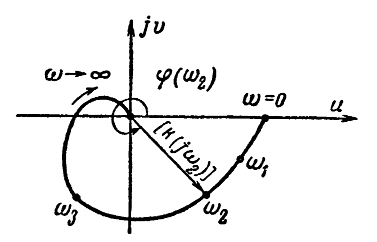


Рис. 20-8. Амплитудно-фазовая характеристика. На характеристике обозначены частоты $\omega_1 < \omega_2 < \omega_3$; для частоты ω_2 нанесен вектор $K(j\omega_2)$ и соответственно модуль $|K(j\omega_2)| = K(\omega_2)$ и фаза $\varphi(\omega_2)$.

Амплитудно-фазовая характеристика в форме (20-2) — геометрическое место концов векторов $K(j\omega)$ на комплексной плоскости u, jv (годограф вектора $K(j\omega)$, рис. 20-8)

Длина векторов $|K(j\omega)| = K(\omega)$; угол $\varphi(\omega)$ характеризует фазовый сдвиг (положительное направление угла отсчитывается против часовой стрелки).

$u(\omega)$ — действительная частотная характеристика.

$v(\omega)$ — мнимая частотная характеристика.

Имеют место следующие основные соотношения:

$$\left.\begin{aligned} K(\omega) = \sqrt{u^2(\omega) + v^2(\omega)}\,;\ \varphi(\omega) = \operatorname{arc\,tg}\frac{v(\omega)}{u(\omega)};\\ u(\omega) = K(\omega)\cos\varphi(\omega);\ v(\omega) = K(\omega)\sin\varphi(\omega). \end{aligned}\right\} \quad (20\text{-}3)$$

Логарифмические частотные характеристики

Логарифмическая амплитудная характеристика (ЛАХ) — амплитудно-частотная характеристика, построенная в логарифмическом масштабе. По оси абсцисс откладывается логарифм частоты (или частота на логарифмической сетке); по оси ординат — отношение амплитуд $K(\omega)$ в децибелах, т. е. величина $L(\omega) = 20\lg K(\omega) = 20\lg|K(j\omega)|$.

Логарифмическая фазовая характеристика (ЛФХ) — фазо-частотная характеристика, в которой частоты откладываются в логарифмическом масштабе (на логарифмической координатной сетке).

Для получения комплексного коэффициента передачи $K(j\omega)$ электрической цепи записывают уравнения Кирхгофа (считая сопротивление катушки индуктивности равным $X_L = j\omega L$ и конденсатора равным $X_C = \frac{1}{j\omega C}$) и определяют отношение амплитуды выходного сигнала ко входному.

Пример. Последовательный контур LCR (рис. 20-9). Усилитель с коэффициентом K (с большим входным и малым выходным сопротивлением) обеспечивает выполнение условий независимости и однонаправленности. Входной и выходной сигналы синусоидальны с амплитудами $\dot U_{вх}(j\omega)$ и $\dot U_{вых}(j\omega)$.

Рис. 20-9. Колебательный контур с усилителем K как динамическое звено.

а — схема (указаны символические сопротивления); *б* — изображение контура как динамического звена (указаны передаточная функция и комплексный коэффициент передачи).

По закону Ома

$$\dot U_{вых} = \dot I X_C K.$$

Ток $I = U_{вх}/Z$, а $Z = X_C + X_L + R$;

$$X_C = \frac{1}{j\omega C};\ X_L = j\omega L.$$

Следовательно,

$$\dot U_{вых} = U_{вх}\frac{\frac{1}{j\omega C}K}{R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C}} = \dot U_{вх}\frac{K}{(j\omega)^2 LC + j\omega RC + 1};$$

$$K(j\omega) = \frac{\dot U_{вых}(j\omega)}{\dot U_{вх}(j\omega)} = \frac{K}{(j\omega)^2 LC + (j\omega)RC + 1}.$$

Это выражение легко может быть приведено сначала к форме (20-2) путем освобождения от мнимости в знаменателе, а затем и к форме (20-1) с помощью основных соотношений (20-3) —см. стр. 425.

Передаточная функция

Передаточная функция $W(D)$ есть отношение выходной величины ко входной, записанное в символическом виде с помощью символа дифференцирования D. Для получения $W(D)$ записывается дифференциальное уравнение звена, в котором обозначение производной $\frac{d}{dt}$ заменяется символом D, и составляется отношение выходной величины ко входной. При этом с символом D следует обращаться как с алгебраической величиной.

Передаточная функция э л е к т р и ч е с к о й ц е п и может быть получена без составления дифференциального уравнения. Для этого достаточно, пользуясь уравнениями Кирхгофа, найти отношение выходного напряжения ко входному при условии, что сопротивления участков цепи, содержащих индуктивность и емкость, заменяются символическими сопротивлениями DL и $\frac{1}{DC}$.

Пример. Последовательный контур LCR (продолжение предыдущего примера). Считая символические сопротивления катушки и конденсатора равными LD и $\frac{1}{CD}$, запишем закон Ома (рис. 20-9):

$$iR + LDi + \frac{1}{CD}i = u_{вх}.$$

Так как

$$u = i/CD,\ \text{то}\ i = CDu.$$

Следовательно,

$$RCDu + LCDu + u = u_{вх}.$$

Учитывая, что $u_{вых} = Ku$, получаем:

$$(LCD^2 + RCD + 1)u_{вых} = Ku_{вх}. \quad (20\text{-}4)$$

Отсюда

$$W(D) = \frac{u_{вых}(t)}{u_{вх}(t)} = \frac{K}{LCD^2 + RCD + 1}. \quad (20\text{-}5)$$

Замена D на $j\omega$ приводит к комплексному коэффициенту передачи $K(j\omega)$:

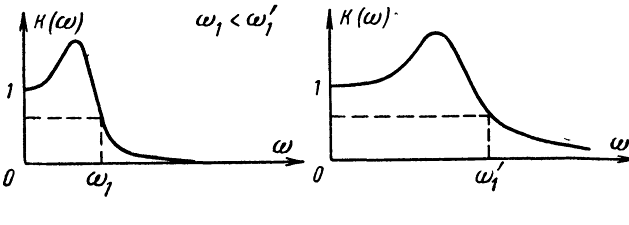
$$K(j\omega) = [W(D)]_{D=j\omega} = \frac{K}{LC(j\omega)^2 + RC(j\omega) + 1}. \quad (20\text{-}6)$$

В данном случае справедливо также обратное положение: замена в (20-6) $j\omega$ на D приводит к передаточной функции (20-5). Из выражения для передаточной функции легко получается дифференциальное уравнение. Перемно-

жая числители и знаменатели в формуле (20-5), приходим к выражению дифференциального уравнения (20-4) в символической форме, где D — символ дифференцирования, $D = \frac{d}{dt}$.

Переходная характеристика

Переходной характеристикой называют зависимость выходной величины от времени при условии, что на вход динамического звена в момент $t = 0$ подается ступенчатый сигнал (или сигнал включения) единичной амплитуды. Переходная характеристика $H(t)$ представляет реакцию системы на единичный сигнал включения. Практически $H(t)$



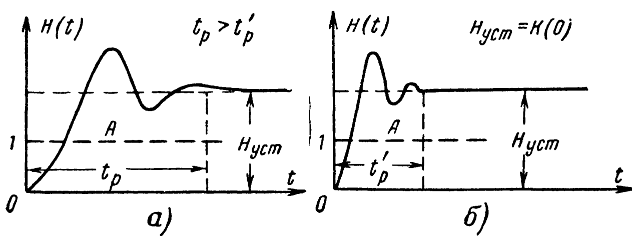


Рис. 20-10. Иллюстрации положения: чем шире частотная характеристика, тем кратковременнее переходный процесс.

Амплитудно-частотная характеристика $K(\omega)$ для случая (*а*) шире, чем для случая (*б*), поскольку при определенном уровне $K(\omega)$ $\omega_1 < \omega_1'$; соответственно время установления $t_р$ окончательного значения переходной характеристики $H(t)$ (т. е. длительность переходного процесса) в случае (*а*) меньше, чем в случае (*б*); A — входной сигнал (ступенчатый сигнал единичной амплитуды).

для сложных систем находится без решения дифференциального уравнения простыми методами, основанными на связи между переходными и частотными характеристиками (стр. 446). Одно из положений, отражающих эту связь, говорит о том, что *чем шире частотная характеристика* (больше полоса пропускания), *тем скорее протекают переходные процессы*, т. е. тем быстрее устанавливается окончательная величина $H(t)$ (рис. 20-10).

2. Основные динамические звенья и их свойства

Ниже дается определение основных линейных динамических звеньев и рассматриваются их характеристики.

Усилительное (или пропорциональное) звено

Это звено характеризуется постоянным (вообще говоря, размерным) коэффициентом передачи $K = \frac{y}{x}$. Сюда относятся не только усилители, но и такие звенья, в которых одна физическая величина преобразуется в другую в постоянном отношении. В реальных условиях величина K является постоянной только на некотором ограниченном участке ab изменения входной величины, где зависимость y от x является линейной (рис. 20-11).

В случае, когда рабочая точка d лежит на криволинейном участке, реальную зависимость для малых отклонений от точки d заменяют отрезком прямой, касательной в точке d. Коэффициент передачи при этом будет равен $K_d = \operatorname{tg} \alpha$. Такая замена называется линеаризацией характеристики реального звена.

Пример 1. Управитель частоты в системе АПЧ (стр. 458). Зависимость между частотой гетеродина и управляющим напряжением

$$\Delta f_г = K_у \Delta u_у.$$

Передаточная характеристика (коэффициент передачи)

$$W = \frac{y}{x} = \frac{\Delta f_г}{\Delta u_у} = K_у$$

Рис. 20-11. Характеристика усилительного (пропорционального) звена. На участке ab отношение $K = \frac{y}{x}$ (коэффициент передачи звена) — постоянно.

на участке ab есть постоянная величина с размерностью *гц/в*.

Пример 2. Частотный дискриминатор в системе автоподстройки частоты (если не принимать во внимание инерционности выходных RC-элементов) характеризуется зависимостью $u_д = K_д \Delta f$, где $u_д$ — выходное напряжение; Δf — расстройка частоты f относительно переходной частоты дискриминатора (см. стр. 454). Передаточная функция (коэффициент передачи) $W = \frac{y}{x} = \frac{u_д}{\Delta f} = K_д$ на участке ab — постоянная величина с размерностью *в/гц*.

Инерционное звено

Инерционное звено описывается передаточной функцией

$$W(D) = \frac{y(t)}{x(t)} = \frac{K}{TD + 1}.$$

Параметры звена:

T — постоянная времени (с размерностью *сек*), характеризующая инерционность звена;

K — коэффициент передачи звена (вообще размерная величина).

В установившемся режиме при постоянном входном сигнале $x = X_0$ производная выходной величины равна нулю; следовательно, полагая $D = 0$, находим:

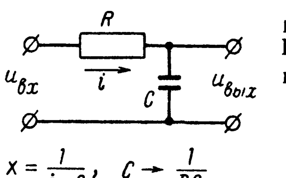
$$\left(\frac{y}{x}\right)_0 = W(0) = K,$$

или $y_0 = KX_0$ (индекс нуль является обозначением установившегося режима).

Пример 1. Фильтр RC нижних частот (рис. 20-12). При синусоидальном входном сигнале $\dot{U}_{вх}(j\omega)$

$$\dot{I}(R + X_C) =$$

$$= \dot{I}\left(R + \frac{1}{j\omega C}\right) = \dot{U}_{вх}.$$



$X = \frac{1}{j\omega C}$, $C \rightarrow \frac{1}{DC}$

$W(D) = \frac{1}{TD+1}$, $T = RC$

Рис. 20-12. Фильтр RC нижних частот — пример инерционного звена.

Но $\dot{U}_{вых} = \dot{I}X_C = \dot{I}/j\omega C$

отсюда

$$\dot{U}_{вх} = \dot{U}_{вых} j\omega C\left(R + \frac{1}{j\omega C}\right) = (RCj\omega + 1)\,U_{вых}.$$

Отношение

$$K(j\omega) = \frac{\dot{U}_{вых}(j\omega)}{\dot{U}_{вх}(j\omega)} = \frac{1}{T(j\omega)+1},$$

где $T = RC$.

Заменяя $j\omega$ на D, получаем передаточную функцию

$$W(D) = \frac{1}{TD+1}.$$

Точно такой же результат получается, если записать закон Ома для цепи, в которой символическое сопротивление емкости равно $\frac{1}{CD}$:

$$u_{вх} = i\left(R + \frac{1}{CD}\right),\ \text{но}\ u_{вых} = \frac{i}{CD};\ i = CDu_{вых}.$$

Следовательно, $u_{вх} = (CRD+1)\,u_{вых}$ и

$$W(D) = \frac{u_{вых}(t)}{u_{вх}(t)} = \frac{1}{TD+1}.$$

Пример 2. Реостатный усилитель с учетом выходной емкости лампы и входной емкости следующего каскада $C_п$ (рис. 20-13).

Используя эквивалентную схему (рис. 2-13, *б*), можно записать:

$$U_{вых}(j\omega) = SU_{вх}(j\omega)\frac{1}{Y},$$

где

$$Y = Y_i + Y_a + Y_C = \frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_a} + j\omega C_п;$$

$$U_{вых}(j\omega) = U_{вх}(j\omega)\frac{SR_aR_i}{R_a + R_i + j\omega C_п R_a R_i} =$$

$$= \dot{U}_{вх}(j\omega)\frac{SR_iR_a}{R_a+R_i}\cdot\frac{1}{1 + j\omega\dfrac{C_п R_a R_i}{R_a+R_i}}.$$

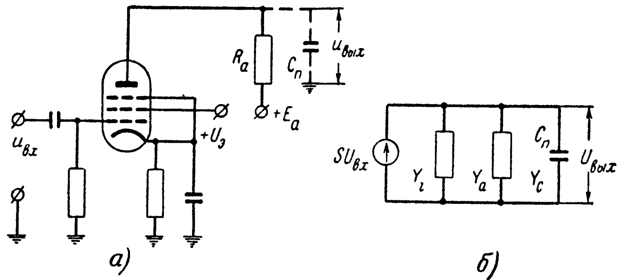


Рис. 20-13. Реостатный усилительный каскад с учетом емкости $C_п$ и его эквивалентная схема. Представляется инерционным звеном.

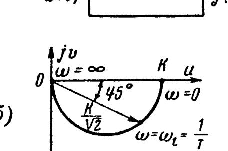
$Y_i = \frac{1}{R_i}$ — внутренняя проводимость лампы; $Y_C = j\omega C_п$ — суммарная емкостная проводимость; $Y_a = \frac{1}{R_a}$ — проводимость анодной нагрузки.

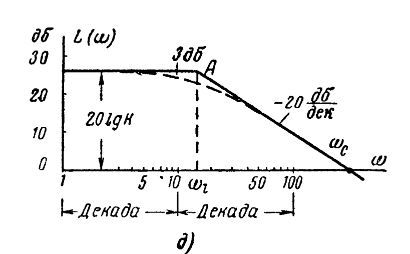
Обозначая

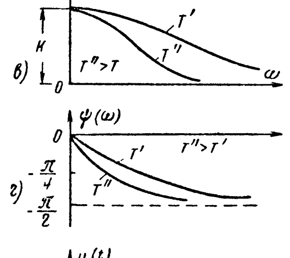
$$K = \frac{SR_aR_i}{R_a+R_i} \approx SR_a;\quad T = C_п\frac{R_aR_i}{R_a+R_i} \approx C_пR_a$$

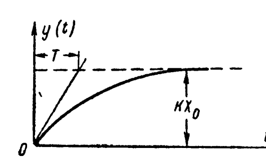
и заменяя $j\omega$ на D, найдем:

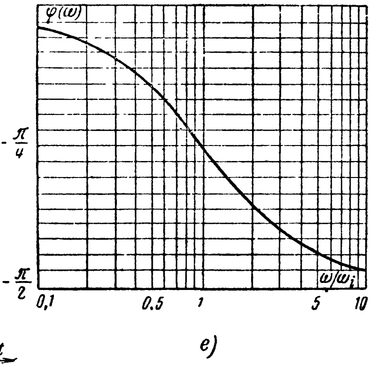
$$W(D) = \frac{u_{вых}(t)}{u_{вх}(t)} = \frac{K}{TD+1}.$$











г) $\varphi(\omega)$, T', T'', $T''>T'$, $-\frac{\pi}{4}$, $-\frac{\pi}{2}$

ж) $y(t)$, T, KX_0, t

Рис. 20-14. Характеристики инерционного звена.

а — изображение звена на схемах; *б* — амплитудно-фазовая характеристика; *в* — амплитудно-частотная характеристика для двух звеньев с различными постоянными времени T'' и T'; *г* — фазо-частотная характеристика для звеньев с постоянными времени T' и T'', *д* — логарифмическая амплитудная характеристика для $K = 20$ и $T = 0{,}06$ *сек*; $\omega_i = \frac{1}{T}$; *е* — логарифмическая фазовая характеристика $\varphi_i\left(\frac{\omega}{\omega_i}\right)$, построенная в масштабе ω/ω_i, где $\omega_i = \frac{1}{T}$ — частота сопряжения (на частоте сопряжения $\omega = \omega_i$; $\varphi(\omega_i) = 45°$); *ж* — переходная характеристика $\left[\text{здесь}\ y(t) = KX_0\left(1 - e^{-\frac{t}{T}}\right)\right]$.

Характеристики (рис. 20-14)

Комплексный коэффициент передачи

$$K(j\omega) = \frac{K}{j\omega T + 1} = K(\omega)\,e^{j\varphi(\omega)}$$

получается заменой D на $j\omega$ в передаточной функции.

Амплитудно-фазовая характеристика

$$K(j\omega) = u(\omega) + jv(\omega),$$

где $u(\omega) = \frac{K}{1+\omega^2T^2}$; $v(\omega) = -\frac{K\omega T}{1+\omega^2T^2}$ — полуокружность, расположенная в четвертом квадранте, пересекающая ось u при $\omega = 0$ в точке с абсциссой K и стремящаяся к нулю при $\omega \to \infty$.

Амплитудно-частотная характеристика

$$K(\omega)=\frac{K}{\sqrt{1+(\omega T)^2}}=\sqrt{u^2+v^2}.$$

При $\omega=0$ $K(\omega)$ имеет максимальное значение, равное K, и убывает, стремясь к нулю с увеличением ω. Чем больше T, тем интенсивнее убывает $K(\omega)$ с ростом частоты

Фазо-частотная характеристика

$$\varphi(\omega)=\operatorname{arc\,tg}\frac{v(\omega)}{u(\omega)}=-\operatorname{arc\,tg}\omega T.$$

При $\omega=0$ фазовый сдвиг равен 0. С увеличением частоты сдвиг по фазе выходных колебаний растет тем интенсивнее, чем больше T, стремясь к $-\frac{\pi}{2}$ при $\omega\to\infty$. На частоте $\omega_i=\frac{1}{T}$ фазовый сдвиг составляет $-\frac{\pi}{4}$.

Логарифмическая амплитудная характеристика (ЛАХ). По определению

$$L(\omega)=20\lg|K(j\omega)|=20\lg K(\omega)=$$

$$=20\lg\frac{K}{\sqrt{1+(\omega T)^2}}=20\lg K-20\lg\sqrt{1+\omega^2T^2}.$$

Для ω используется логарифмический масштаб. Практически значительно удобнее пользоваться приближенными ЛАХ. Для очень низких частот $\omega\ll\omega_i=\frac{1}{T}$ в подкоренном выражении величиной ωT можно пренебречь по сравнению с единицей и

$$L(\omega)\approx 20\lg K-20\lg 1=20\lg K.$$

Для низких частот ЛАХ представляет горизонтальную прямую на уровне $20\lg K$. Для высоких частот $\omega\gg\omega_i=\frac{1}{T}$ в подкоренном выражении можно пренебречь единицей. Тогда

$$L(\omega)\approx 20\lg K-20\lg\omega T.$$

Выражение $20\lg\omega T=20\lg\omega+20\lg T$ в логарифмическом масштабе представляет прямую, пересекающую ось абсцисс в точке $\omega=\omega_i$, поскольку $20\lg\omega_i T=20\lg 1=0$. Ординаты этой прямой при увеличении частоты в 2 раза (от ω' до $2\omega'$) возрастают на

$$\Delta L_2=20\lg 2\omega'T-20\lg\omega'T=20\lg 2=6\ \text{дб},$$

а при увеличении частоты в 10 раз (от ω' до $10\omega'$) — на

$$\Delta L_{10}=20\lg 10\omega'T-20\lg\omega'T=20\lg 10=20\ \text{дб}.$$

Это выражают словами: наклон прямой равен 6 *дб* на октаву или 20 *дб* на декаду. Ясно, что прямая $-20\lg\omega T$ также пересечет ось абсцисс в точке $\omega=\omega_i$, но будет иметь наклон -6 *дб* на октаву или -20 *дб* на декаду.

Таким образом, точную ЛАХ можно заменить приближенной, состоящей из двух отрезков: горизонтального — до частоты $\omega=\omega_i$ и наклонного (с наклоном -20 *дб* на декаду, выходящего из точки A, имеющей абсциссу ω_i.

Частота $\omega_i=\frac{1}{T}$ излома приближенной ЛАХ называется *частотой сопряжения*. Точная ЛАХ идет ниже приближенной (пунктирная линия на рис. 20-14, *д*). Максимальная ошибка имеет место на частоте сопряжения и составляет величину, равную

$$\Delta=20\lg\sqrt{1+(\omega_i T)^2}=3\ \text{дб}.$$

Практически всегда пользуются приближенной ЛАХ, поскольку она строится чрезвычайно просто и мало отличается от истинной.

Логарифмическая фазовая характеристика может рассчитываться по стандартному графику (рис. 20-14, *е*). На частоте сопряжения фазовый сдвиг составляет $-\frac{\pi}{4}$, поскольку

$$\varphi\left(\frac{1}{T}\right)=-\operatorname{arc\,tg}\frac{\omega_i}{\omega_i}=-\frac{\pi}{4}.$$

Переходная характеристика — экспонента с постоянной времени

$$y=KX_0\left(1-e^{-\frac{t}{T}}\right).$$

Установившегося значения KX_0 выходная величина достигает через 2,5—3 постоянных времени; следовательно, время регулирования

$$t_р=(2{,}5\div 3)T.$$

Звено второго порядка

Звено описывается передаточной функцией

$$W(D)=\frac{y(t)}{x(t)}=\frac{K}{T^2D^2+2\zeta TD+1}. \qquad (20\text{-}7)$$

Параметры звена:

K — коэффициент передачи, т. е. отношение выходной величины ко входной в установившемся режиме (при $D=0$);

T — постоянная времени звена (размерность *сек*);

ζ — коэффициент затухания (безразмерная величина); при $\zeta<1$ — процессы носят колебательный характер, а при $\zeta>1$ — апериодический характер.

Пример 1. Последовательный контур LCR (стр. 422). Для преобразования передаточной функции контура к виду (20-7) необходимо ввести следующие обозначения:

$LC=T^2=\frac{1}{\omega_0^2}$, т. е. $T=\frac{1}{\omega_0}$ (не путать T с периодом собственных колебаний $t_0=2\pi T$), где ω_0 — угловая частота собственных колебаний;

$$CR=2\zeta T$$

где $\zeta=\frac{CR}{2T}=\frac{R}{2\varrho}=\frac{1}{2Q}$ — относительный коэффициент затухания;

$\varrho=\sqrt{\frac{L}{C}}$ — характеристическое сопротивление контура;

$Q=\frac{\varrho}{R}$ — добротность.

Тогда

$$W(D)=\frac{1}{T^2D^2+2\zeta TD+1}.$$

Постоянная времени контура τ выражается следующим образом:

$$\tau=\frac{1}{\alpha}=\frac{T}{\zeta},$$

где $\alpha=\frac{R}{2L}$ — коэффициент затухания.

Пример 2. Двухзвенный RC-фильтр нижних частот (рис. 20-15)

$$\frac{u_{\text{вых}}}{u_{\text{вх}}} = \frac{1}{T^2D^2 + 2\zeta TD + 1}.$$

Постоянные T и ζ выражаются через параметры фильтра следующим образом:

$$T = \sqrt{T_1T_2};\ 2\zeta T = T_1 + T_2 + T_c \text{ или}$$

$$\zeta = \frac{T_1 + T_2 + T_c}{2\sqrt{T_1T_2}},$$

где $T_1 = R_1C_1$; $T_2 = R_2C_2$; $T_c = R_1C_2$.
Постоянная T_c характеризует связь между звеньями фильтра.

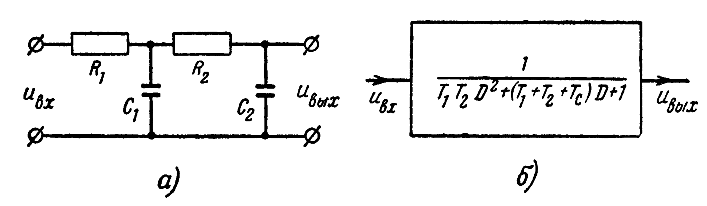


Рис. 20-15. Двухзвенный фильтр как динамическое звено 2-го порядка. $T_1 = R_1C_1$; $T_2 = R_2C_2$; $T_c = R_1C_2$.

При одинаковых постоянных звеньев $T_1 = T_2 = T_c = T$, $\zeta = 1{,}5$. Так как всегда $T_1 + T_2 > 2\sqrt{T_1T_2}$, для двухзвенного фильтра $\zeta > 1$.

Характеристики (рис. 20-16)

Комплексный коэффициент передачи

$$K(j\omega) = \frac{K}{T^2(j\omega)^2 + 2\zeta T(j\omega) + 1} = \frac{K}{(1 - \omega^2T^2) + j\omega 2\zeta T}.$$

Амплитудно-фазовая характеристика

$$K(j\omega) = u(\omega) + jv(\omega);$$

$$u(\omega) = \frac{K(1 - \omega^2T^2)}{(1 - \omega^2T^2)^2 + 4\zeta^2\omega^2T^2};$$

$$v(\omega) = -\frac{2K\omega\zeta T}{(1 - \omega^2T^2) + 4\zeta^2\omega^2T^2}.$$

Амплитудно-фазовая характеристика располагается в нижней полуплоскости. При $\omega = 0$ она пересекает ось u в точке с абсциссой K. При частоте $\omega = \omega_0 = \frac{1}{T}$ она пересекает ось v в точке с ординатой $-\frac{K}{2\zeta}$, а с увеличением ω — стремится к началу координат. Частоту ω_0 обычно называют частотой собственных (или свободных) колебаний звена. С уменьшением ζ характеристика вытягивается вниз влево.

Амплитудно-частотная характеристика

$$K(\omega) = |K(j\omega)| = \sqrt{u^2(\omega) + jv^2(\omega)} = \frac{K}{\sqrt{(1 - \omega^2T^2)^2 + 4\zeta^2\omega^2T^2}}.$$

При $\zeta < 0{,}71$ $K(\omega)$ имеет максимум. С уменьшением ζ кривые вытягиваются вверх, причем максимум постепенно стремится к вертикальной прямой, проходящей через точку $\omega = \omega_0 = \frac{1}{T}$.

Фазо-частотная характеристика

$$\varphi(\omega) = \operatorname{arc\,tg}\left(-\frac{2\zeta\omega T}{1 - \omega^2T^2}\right).$$

При $\omega = 0$ $\varphi = 0$; при $\omega = \infty$ $\varphi = -\pi$. Все фазо-частотные характеристики проходят через точку $\left(\frac{\pi}{2}, \omega_0\right)$; в окрестности этой точки они идут тем круче, чем меньше ζ. Для контуров, используемых в радиотехнике, ζ обычно весьма мало, а ω_0 — велико; контур имеет высокую избирательность. В автоматике используются контуры с большими ζ (0,5—1,5) и очень низкой добротностью, избирательные свойства контура здесь не используются.

Логарифмическая амплитудная характеристика

$$L(\omega) = 20\lg\frac{K}{\sqrt{(1 - \omega^2T^2)^2 + 4\zeta^2\omega^2T^2}} =$$

$$= 20\lg K - 20\lg\frac{\sqrt{\left(\omega_i^2 - \omega^2\right)^2 + 4\zeta^2\omega_i^2\omega^2}}{\omega_i^2} =$$

$$= 20\lg K - A,$$

где $\omega_i = \omega_0 = \frac{1}{T}$ — частота сопряжения.

$L(\omega)$ состоит из двух слагаемых. Первое есть прямая, идущая на уровне $20\lg K$ параллельно оси абсцисс. Для приближенного построения второго слагаемого A область изменения ω разбивается на две: $\omega \ll \omega_i$ (1) и $\omega \gg \omega_i$ (2). Для области (1) (при не очень большом ζ)

$$A = \sqrt{\left(\omega_i^2 - \omega^2\right)^2 + 4\zeta^2\omega_i^2\omega^2} \approx \omega_i^2$$

и, следовательно, $A \approx 20\lg 1 = 0$.

Для области (2) (при не очень большом ζ)

$$\sqrt{\left(\omega_i^2 - \omega^2\right)^2 + 4\zeta^2\omega_i^2\omega^2} \approx \omega^2$$

$$\text{и } A \approx 20\lg\left(\frac{\omega}{\omega_i}\right)^2 = 40\lg\omega T.$$

В логарифмическом масштабе A есть прямая, пересекающая ось абсцисс при частоте сопряжения $\omega_i = \frac{1}{T} = \omega_0$ и идущая с наклоном $+40$ *дб* на декаду (20 *дб* на октаву). Действительно, при изменении частоты в 10 раз (от ω' до $10\omega'$) ординаты прямой A увеличиваются на

$$\Delta A_{10} = 40\lg\left(\frac{10\omega'}{\omega_i^2}\right) - 40\lg\left(\frac{\omega'}{\omega_i}\right) = 40\lg 10 = 40 \text{ дб}.$$

Следовательно, приближенная ЛАХ состоит из двух отрезков: горизонтальной прямой, параллельной оси абсцисс на уровне $20\lg K$, и отрезка с наклоном — 40 *дб* на декаду, которые пересекаются на частоте сопряжения $\omega_i = \omega_0$.

Для построения точных ЛАХ служат поправочные графики, которые построены в относительном масштабе. Величина и знак поправки Δ зависят от ζ и ω. Поправка должна прибавляться к ординатам приближенной ЛАХ.

Логарифмическая фазовая характеристика строится, исходя из графика. На частоте сопряжения ω_i фазовый сдвиг составляет $-\frac{\pi}{2}$.

Переходная характеристика в зависимости от величины ζ имеет колебательно-затухающий ($\zeta < 1$) или апери-

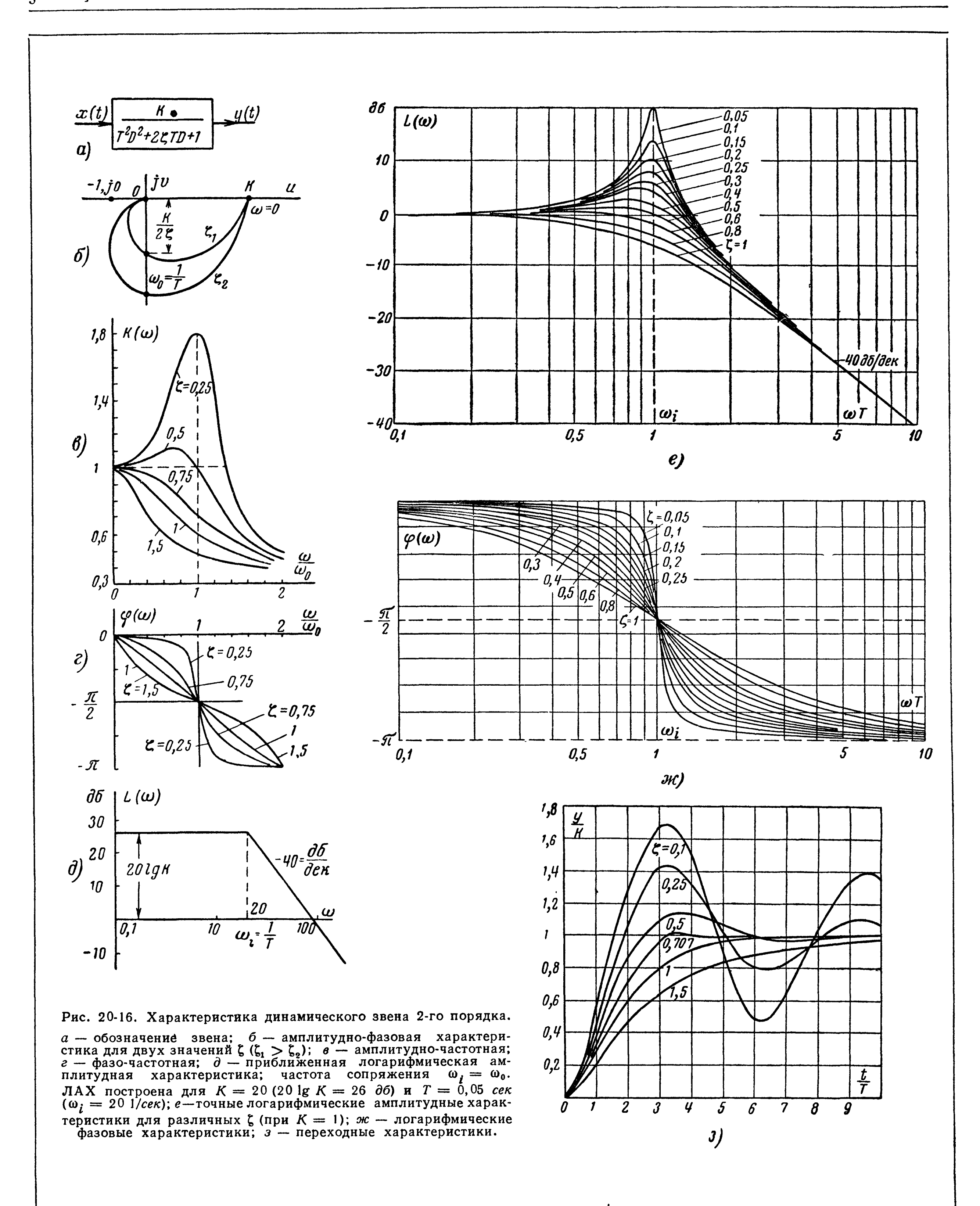


Рис. 20-16. Характеристика динамического звена 2-го порядка.

а — обозначение звена; *б* — амплитудно-фазовая характеристика для двух значений ζ ($\zeta_1 > \zeta_2$); *в* — амплитудно-частотная; *г* — фазо-частотная; *д* — приближенная логарифмическая амплитудная характеристика; частота сопряжения $\omega_i = \omega_0$. ЛАХ построена для $K = 20$ ($20 \lg K = 26$ *дб*) и $T = 0,05$ *сек* ($\omega_i = 20$ 1/*сек*); *е* — точные логарифмические амплитудные характеристики для различных ζ (при $K = 1$); *ж* — логарифмические фазовые характеристики; *з* — переходные характеристики.

одический характер ($\zeta > 1$). По стандартному графику зависимости $\frac{y}{K}$ в функции отношения $\frac{t}{T}$ каждая кривая может быть пересчитана в переходную характеристику звена 2-го порядка путем увеличения ординат в K раз и абсцисс в T раз по сравнению с изображенными на рис. 20-16, *з*.

Интегрирующее звено

Звено описывается передаточной функцией

$$W(D) = \frac{y(t)}{x(t)} = \frac{K}{D},$$

так что

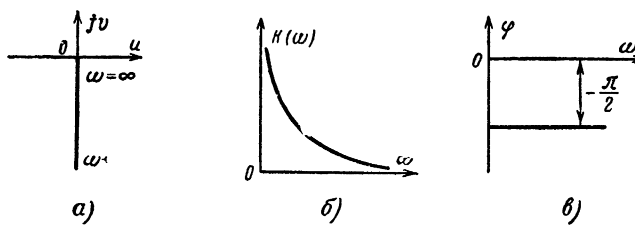
$$y(t) = K\int_0^t x(t)\,dt;$$

K — коэффициент передачи звена с размерностью $1/сек$.

Характеристики (рис. 20-17)

Комплексный коэффициент передачи

$$K(j\omega) = \frac{K}{j\omega} = -j\frac{K}{\omega} = \frac{K}{\omega}e^{-j\frac{\pi}{2}}.$$



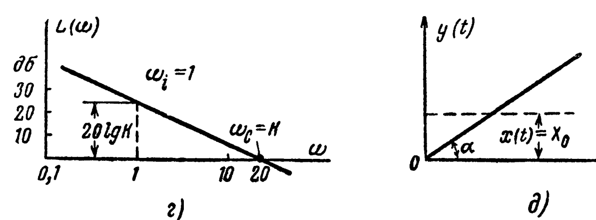


Рис. 20-17. Характеристики интегрирующего звена.
а — амплитудно-фазовая; *б* — амплитудно-частотная, $K(\omega) = \frac{K}{\omega}$; *в* — фазо-частотная; *г* — логарифмическая (для $K = 20\ 1/сек$) пересекает ось абсцисс при частоте $\omega_c = K$; *д* — переходная $y(t) = KX_0t$.

Амплитудно-фазовая характеристика — совпадает с отрицательной мнимой полуосью.

Амплитудно-частотная характеристика — гипербола с асимптотами: $K = 0$, $\omega = 0$.

$$K(\omega) = \frac{K}{\omega}.$$

Фазо-частотная характеристика

$$\varphi(\omega) = -\frac{\pi}{2}.$$

Фазовый сдвиг — величина постоянная, равная $-\frac{\pi}{2}$ для всех частот.

Логарифмическая амплитудная характеристика

$$L(\omega) = 20\lg\frac{K}{\omega}$$

— прямая, проходящая через точку с координатами (1,20 lg K) и имеющая наклон — 20 *дб* на декаду.

Переходная характеристика

$$y(t) = KX_0t$$

— прямая, проходящая через начало координат с угловым коэффициентом KX_0, при постоянной входной величине происходит линейное нарастание выходной величины.

Примеры практической реализации интегрирующих звеньев

1. Серводвигатель (исполнительный двигатель) приближенно (если не учитывать инерционных свойств его якоря) можно считать интегрирующим звеном. При этом входной величиной является напряжение на якоре u, а выходной — угол поворота якоря $\theta_{дв}$.

$$W(D) = \frac{\theta_{дв}}{u} = \frac{K_{дв}}{D};$$

$K_{дв}$ — величина угловой скорости вращения якоря при напряжении на входе 1 *в* (с размерностью *рад/в·сек*).

При постоянном выходном напряжении U_0 угол $\theta_{дв}$ возрастает пропорционально времени:

$$\theta_{дв} = K_{дв}\int_0^t U_0\,dt = K_{дв}Ut.$$

В большинстве практических приложений необходимо учитывать инерцию якоря и нагрузки; тогда указанное приближение несправедливо.

Передаточная функция двигателя, когда момент нагрузки сравнительно невелик по сравнению с номинальным моментом двигателя, имеет вид:

$$W_{дв}(D) = \frac{\theta_{дв}(t)}{u(t)} = \frac{K_{дв}}{D(T_{дв}D + 1)};$$

$K_{дв}$ — коэффициент усиления двигателя, численно равный величине угловой скорости вращения якоря двигателя в установившемся режиме при постоянном входном напряжении 1 *в* (с размерностью *рад/в·сек*)

$T_{дв}$ — электромеханическая постоянная, зависящая от параметров двигателя и пропорциональная моменту инерции якоря. Величину $T_{дв}$ стремятся уменьшить. Обычно она имеет порядок 0,04—0,1 *сек*.

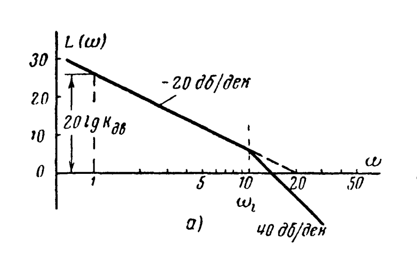
Обычно между якорем двигателя и нагрузкой устанавливается редуктор, понижающий число оборотов и пропорционально увеличивающий момент на валу нагрузки. Одновременно в i^2 раз уменьшается момент инерции нагрузки, приведенный к оси якоря двигателя (i — редукционное число). Если i значительно (500—1000), то момент инерции нагрузки (обычно во много раз больший момента инерции якоря) увеличивает постоянную времени двигателя не очень сильно (1,1—2 раза).

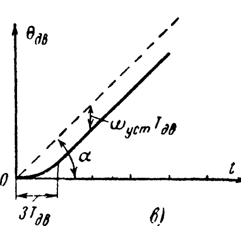
ЛАХ серводвигателя (рис. 20-18, *а*) состоит из двух отрезков с наклоном — 20 *дб* на декаду и —40 *дб* на декаду.

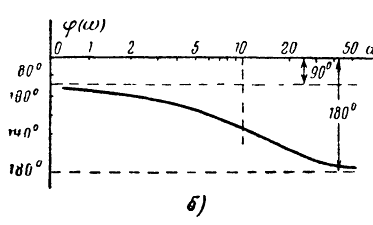
Первый из этих отрезков проходит через точку (1, 20 lg $K_{дв}$). Частота сопряжения $\omega_i = \frac{1}{T_{дв}}$.

ЛФХ серводвигателя (рис. 20-18, *б*) — сумма ЛФХ интегрирующего и инерционного звена. Суммарный фазовый сдвиг при $\omega \to \infty$ составляет $-\pi$. При $\omega = \omega_i = \frac{1}{T_{дв}}$ фазовый сдвиг равен.

$$-\left[\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{4}\right] = -\frac{3}{4}\pi.$$







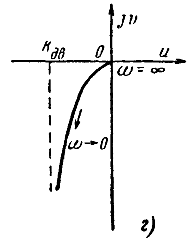


Рис. 20-18. Характеристики серводвигателя (передаточная функция двигателя $W(D) = \frac{K_{дв}}{D(T_{дв}D+1)}$).

а — ЛАХ; *б* — ЛФХ (построены для $K_{дв} = 20$ 1/*сек* и $T_{дв} = 0{,}1$ *сек*; частота сопряжения $\omega_i = \frac{1}{T_{дв}} = 10$); *в* — переходная; *г* — амплитудно-фазовая.

Переходная характеристика (рис. 20-18, *в*)

$$\theta_{дв} = K_{дв}U_0\left[t - T_{дв}\left(1 - e^{-\frac{t}{T_{дв}}}\right)\right],$$

где U_0 — величина входного скачка напряжения.

Спустя достаточно большое время, когда $e^{-\frac{t}{T_{дв}}} \approx 0$, угол поворота двигателя нарастает линейно:

$$\theta_{дв} = K_{дв}U_0(t - T_{дв}) = \omega_{уст}[t - T_{дв}],$$

где $\omega_{уст}$ — установившаяся угловая скорость, $\omega_{уст} = K_{дв}U_0$.

2. Инерционное звено можно приближенно рассматривать как интегрирующее, если постоянная времени T велика, а время наблюдения — ограничено. Пренебрегая единицей в знаменателе передаточной функции, приближенно получим:

$$W(D) = \frac{K}{TD+1} \approx \frac{K}{DT} = \frac{K_и}{D};$$

$K_и = \frac{K}{T}$ — коэффициент передачи.

Переходная характеристика

$$y = KX_0\left(1 - e^{-\frac{t}{T}}\right) \approx \frac{K}{T}X_0t = K_иX_0t;$$

X_0 — величина входного скачка.

Дифференцирующие и форсирующие звенья

Эти звенья описываются соответственно передаточными функциями:

$$W_д(D) = KD; \quad W_ф(D) = K(TD + 1).$$

В практически осуществимых звеньях эти передаточные функции получаются только в результате идеализации реальных процессов, в силу чего звенья с такими характеристиками являются идеальными.

Характеристики (рис. 20-19)

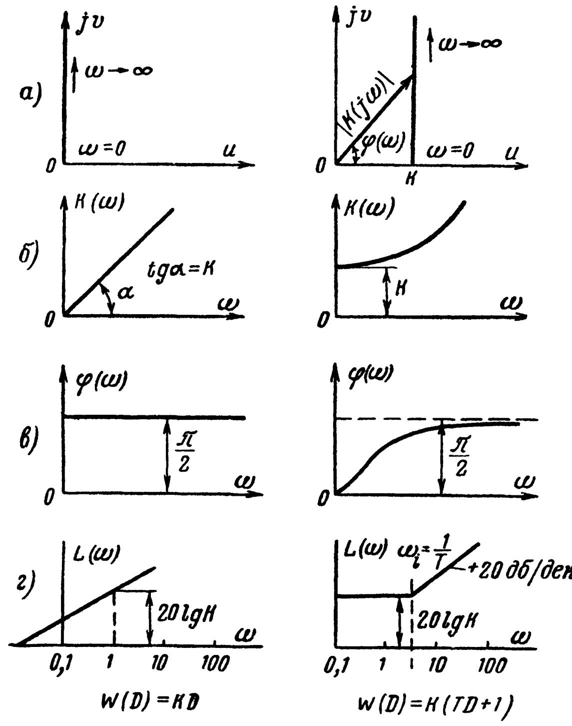


Рис. 20-19. Характеристики идеальных дифференцирующего (слева) и форсирующего (справа) звеньев.

а — амплитудно-фазовая; *б* — амплитудно-частотная; *в* — фазочастотная; *г* — ЛАХ.

Идеальное дифференцирующее звено	*Идеальное форсирующее звено*

Комплексный коэффициент передачи

$K_д(j\omega) = K(j\omega) = K\omega e^{j\frac{\pi}{2}}$	$K_ф(j\omega) = K(j\omega T + 1)$

Амплитудно-фазовая характеристика

Совпадает с положительной мнимой полуосью	Прямая, параллельная оси ординат, смещенная относительно начала координат на величину K.

Амплитудная и фазо-частотная характеристики

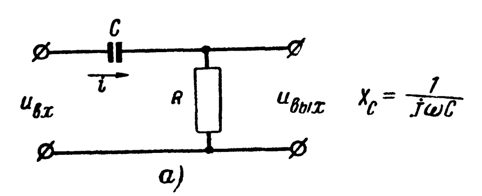
Прямая $K_д(\omega) = K(\omega)$	$K_ф(\omega) = K\sqrt{1+\omega^2T^2}$
Прямая $\varphi(\omega) = \frac{\pi}{2}$	$\varphi(\omega) = \operatorname{arc\,tg} \omega T$

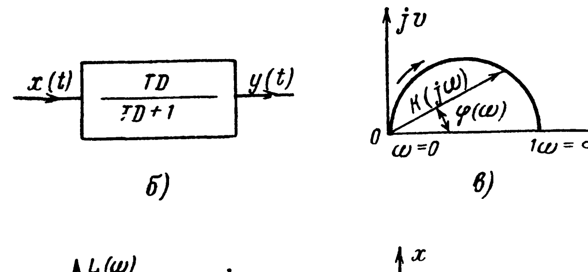
Логарифмическая амплитудная характеристика

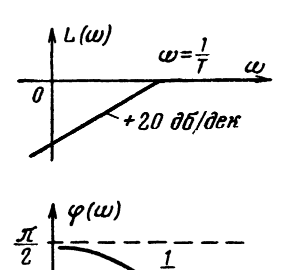
$L(\omega) = 20 \lg K\omega$ Прямая с наклоном $+20$ *дб* на декаду, проходящая через точку 1, $20 \lg K$	$L(\omega) = 20 \lg K\sqrt{1+\omega^2T^2}$ Приближенная ЛАХ строится, как характеристика инерционного звена, с той разницей, что, начиная с частоты сопряжения $\omega_i = \frac{1}{T}$, прямая идет с наклоном $+20$ *дб* на декаду.

Примеры практической реализации дифференцирующих звеньев

1. Реальное дифференцирующее звено (рис. 20-20) — RC-фильтр верхних частот (в импульсной технике — дифференцирующая цепочка, см. стр. 382).







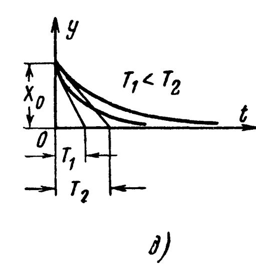


Рис. 20-20. Реальное дифференцирующее звено.

а — принципиальная схема; *б* — структурная схема; *в* — амплитудно-фазовая характеристика; *г* — ЛАХ и ЛФХ; *д* — переходная характеристика $y(t)$; X_0—входной единичный скачок.

Передаточная функция

$$W(D) = \frac{TD}{TD+1}, \tag{20-8}$$

где $T = RC$.

Комплексный коэффициент передачи

$$K(j\omega) = \frac{Tj\omega}{Tj\omega+1} = K(\omega)e^{j\varphi(\omega)}; \tag{20-9}$$

$$K(\omega) = \frac{\omega T}{\sqrt{1+(\omega T)^2}};\ \varphi(\omega) = \operatorname{arc\,tg}\omega T.$$

Пользуясь символическими сопротивлениями, находим:

$$u_{вх} = iR + \frac{i}{CD},\ \text{но}\ i = \frac{u_{вых}}{R}\ \text{и}\ u_{вх} = u_{вых} + \frac{u_{вых}}{RCD},$$

откуда получаем (20-8).

Выражение (20-9) для $K(j\omega)$ можно просто получить не только заменой D на $j\omega$ (20-8), а также используя зависимость между входным и выходным синусоидальными напряжениями и считая емкостное сопротивление равным $\frac{1}{j\omega C}$.

$$\dot{U}_{вых} = \frac{\dot{U}_{вх}R}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \dot{U}_{вх}\frac{CRj\omega}{RCj\omega+1},$$

откуда получается (20-8).

Реальное дифференцирующее звено можно считать состоящим из двух: идеального дифференцирующего TD и инерционного $\frac{1}{TD+1}$.

Амплитудно-фазовая характеристика — полуокружность единичного радиуса, расположенная в первом квадранте. Звено дает опережение по фазе, убывающее с ростом частоты от $\frac{\pi}{2}$ до нуля. С ростом частоты выходной сигнал увеличивается, стремясь к $U_{вх}$ (коэффициент передачи — к единице), поскольку сопротивление конденсатора убывает, стремясь к нулю.

Характеристики звена приближаются к характеристикам идеального дифференцирующего звена в области нижних частот. Это приближение тем лучше, чем меньше постоянная времени T. Следовательно, «дифференцирование» осуществляется тем точнее, чем «медленнее» внешние процессы и чем меньше T. Последнее замечание подтверждается также видом переходной характеристики, которая представляет собой скачок и спадающую экспоненту с постоянной времени T.

2. Реальное форсирующее звено — последовательное соединение сопротивления r с параллельно соединенными конденсатором C и сопротивлением R (рис. 20-21).

$$\dot{U}_{вых} = \dot{U}_{вх}\frac{r(1+j\omega CR)}{rCRj\omega + r + R} = K_ф\frac{1+j\omega T}{1+\tau j\omega}\dot{U}_{вх},$$

где $K_ф = \frac{r}{R+r} < 1;\quad \tau = T\frac{r}{R+r}$.

Следовательно,

$$K(j\omega) = \frac{\dot{U}_{вых}(j\omega)}{\dot{U}_{вх}(j\omega)} = K_ф\frac{Tj\omega+1}{\tau j\omega+1}$$

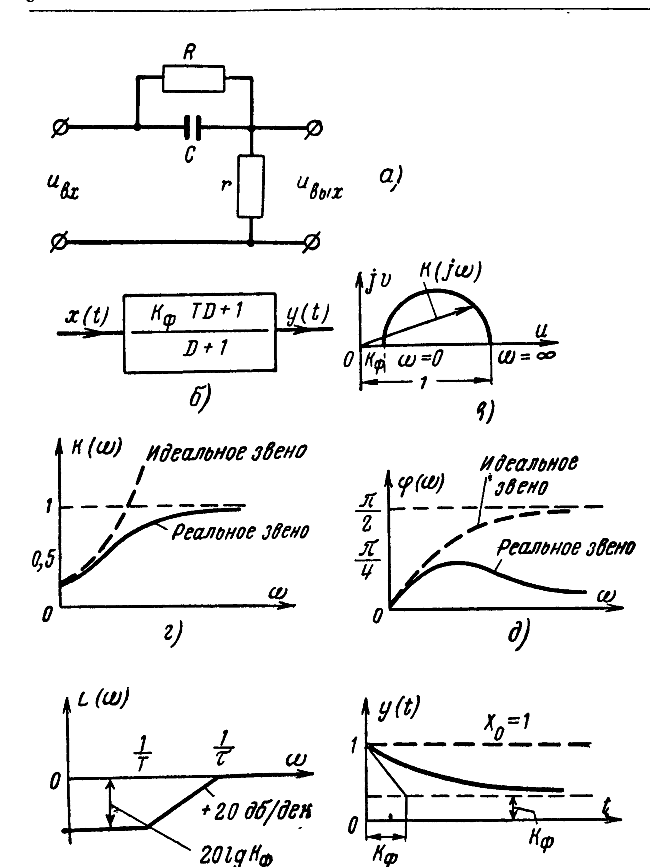


Рис. 20-21. Реальное форсирующее звено.

а — принципиальная схема; *б* — структурная схема; $T = RC$; $\tau = K_ф T$; $K_ф = \frac{r}{R+r}$; *в* — амплитудно-фазовая характеристика; *г* — амплитудно-частотная характеристика: $K(\omega) = \frac{(\omega T)^2+1}{(K_ф \omega T)^2+1}$; *д* — фазо-частотная характеристика $\varphi(\omega) = \operatorname{arc\,tg} \omega T - \operatorname{arc\,tg} K_ф \omega T$; *е* — ЛАХ; *ж* — переходная характеристика.

и

$$W(D) = K_ф \frac{TD+1}{\tau D+1} = \frac{K_ф (TD+1)}{K_ф TD+1}.$$

Звено можно считать состоящим из двух: идеального форсирующего и инерционного.

Его характеристики приближаются к идеальным в области нижних частот. Различие между характеристиками тем слабее, чем меньше τ и, следовательно, при заданном T, чем меньше $K_ф$. Поэтому приближение к идеальному звену будет тем лучше, чем меньше коэффициент его передачи.

3. **Тахогенератор** — небольшой генератор постоянного тока с постоянными магнитами.

Выходное напряжение тахогенератора пропорционально скорости вращения:

$$u_{тг} = K_{тг}\omega = K_{тг}\frac{d\theta}{dt} = K_{тг}D\theta;$$

ω — угловая скорость вращения якоря;
θ — угол его поворота.

Передаточная функция

$$W(D) = \frac{u_{тг}(t)}{\theta(t)} = K_{тг}D.$$

Тахогенератор приближенно можно рассматривать как дифференцирующее звено.

3. Соединение звеньев

Цепь, состоящая из совокупности динамических звеньев, может быть преобразована по определенным правилам в другую, более простую цепь или приведена к виду, удобному для проведения исследования системы регулирования.

Ниже излагаются правила преобразования звеньев.

Звенья могут соединяться последовательно, параллельно и встречно-параллельно (соединение обратной связи).

Последовательное соединение (рис. 20-22)

Передаточные функции при последовательном соединении перемножаются.

Цепь из n последовательно соединенных звеньев W_1, $W_2, \ldots, W_n$ можно заменить эквивалентным звеном с передаточной функцией:

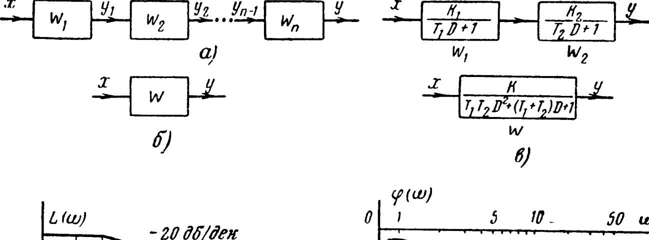
$$W = W_1 W_2 W_3 \ldots W_n = \frac{y}{x},$$

$$\text{где } W_1 = \frac{y_1}{x_1}; \quad W_2 = \frac{y_2}{y_1}; \quad W_n = \frac{y}{y_{n-1}}.$$

Так как $W_i(j\omega) = K_i(j\omega)$ $(i = 1, 2, \ldots, n)$, то $K(j\omega) =$
$$= K_1(j\omega) K_2(j\omega), \ldots, K_n(j\omega) =$$
$$= K_1(\omega) K_2(\omega), \ldots, K_n(\omega) e^{j[\varphi_1(\omega)+\varphi_2(\omega)+\ldots+\varphi_n(\omega)]}.$$

Отсюда следует, что при последовательном соединении логарифмические амплитудные и фазовые характеристики складываются:

$$L(\omega) = 20 \lg K_1(\omega) + 20 \lg K_2(\omega) + \ldots +$$
$$+ 20 \lg K_n(\omega) = L_1(\omega) + L_2(\omega) + \ldots + L_n(\omega).$$
$$\varphi(\omega) = \varphi_1(\omega) + \varphi_2(\omega) + \ldots + \varphi_n(\omega).$$



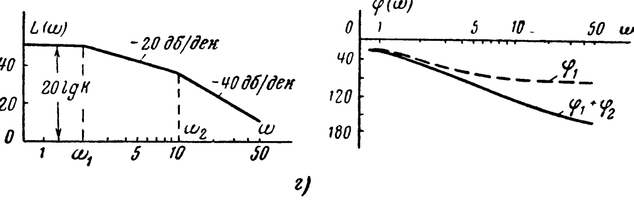


Рис. 20-22. Иллюстрация правила преобразования звеньев при последовательном соединении.

а — последовательное соединение звеньев W_1, W_2, ..., W_n, *б* — эквивалентное звено $W = W_1 W_2, \ldots, W_n$; *в* — последовательное соединение двух инерционных звеньев и эквивалентное звено 2-го порядка; *г* — ЛАХ и ЛФХ двух последовательно соединенных инерционных звеньев (для $K = 40$ $T_1 = 0{,}5$ *сек*; $T_2 = 0{,}1$ *сек*).

Поскольку операция сложения выполняется значительно проще операции умножения, для определения свойств системы последовательно соединенных звеньев на практике чаще всего пользуются ЛАХ.

Пример 1. Последовательное соединение двух инерционных звеньев (рис. 20-22, *в* и *г*).

$$W_1 = \frac{K_1}{T_1D+1}; \quad W_2 = \frac{K_2}{T_2D+1}.$$

Передаточная характеристика эквивалентного звена

$$W = \frac{K}{(T_1D+1)(T_2D+1)}; \quad K = K_1K_2.$$

ЛАХ. Наносятся две частоты сопряжения: $\omega_1 = \frac{1}{T_1}$ и $\omega_2 = \frac{1}{T_2}$. ЛАХ представляется: до частоты ω_1 — прямой, параллельной оси абсцисс на уровне $+20 \lg K$; между ω_1 и ω_2 — прямой с наклоном — 20 *дб/дек*; выше ω_2 — прямой с наклоном — 40 *дб/дек* (предполагается $\omega_2 > \omega_1$) ЛФХ. Складываются две фазовые характеристики с соответствующим пересчетом масштаба по оси абсцисс. Общий фазовый сдвиг при $\omega \to 0$ равен нулю, при $\omega \to \infty$ равен $-\pi$.

Амплитудно-фазовая характеристика (см. рис. 20-16, *б*).

Пример 2. Последовательное соединение интегрирующего и инерционного звена:

$$W_1 = \frac{K_1}{D}; \quad W_2 = \frac{K_1}{TD+1}; \quad W = \frac{K}{D(TD+1)}.$$

Такой передаточной функцией описывается электрический серводвигатель (см. стр. 428).

Параллельное соединение (рис. 20-23)

В параллельно соединенных звеньях входной сигнал общий, а выходной сигнал является суммой выходных сигналов отдельных звеньев.

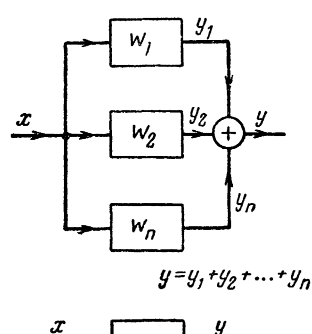


Рис. 20-23. Параллельное соединение звеньев: $W = W_1 + W_2 + \ldots + W_n$.

Передаточная функция W системы из n параллельно соединенных звеньев W_1, W_2, ..., W_n равен сумме передаточных функций отдельных звеньев:

$$W = W_1 + W_2 + \ldots + W_n = \frac{y}{x},$$

где $W_1 = \frac{y_1}{x}$; $W_2 = \frac{y_2}{x}$; $W_n = \frac{y_n}{x}$.

Встречно-параллельное соединение (обратная связь)

Звено $W_{о.с}$ находится по отношению к звену W во встречно-параллельном соединении (т. е. звено W охвачено обратной связью $W_{о.с}$), если вход звена $W_{о.с}$ соединен с выходом звена W, а выходная величина $y_{о.с}(t)$ звена $W_{о.с}$ суммируется со входным воздействием $x(t)$ или вычитается из него (рис. 20-24).

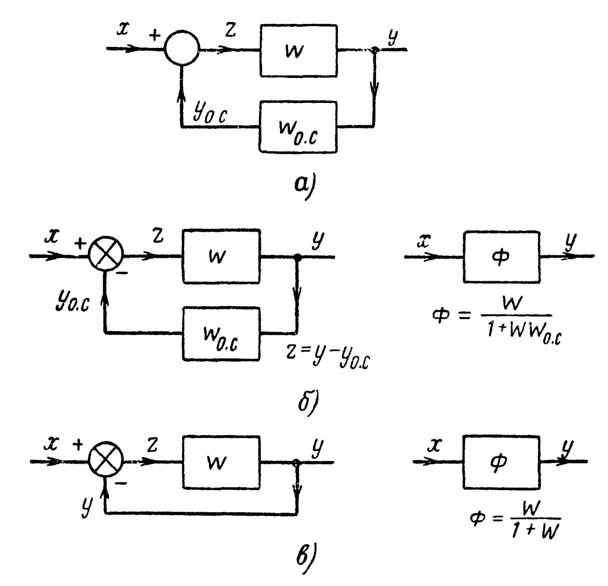


Рис. 20-24. Соединение обратной связи (встречно-параллельное соединение).

а — общее обозначение; *б* — обозначение отрицательной обратной связи и эквивалентное звено; *в* — следящая система с обратной связью; W — передаточная функция разомкнутой системы; Φ — замкнутой системы; $x = \theta_{вх}$ — заданное значение регулируемой величины; $y = \theta_{вых}$ — действительное значение регулируемой величины (выход); $Z = \theta = \theta_{вых} - \theta_{вх}$ — рассогласование.

Положительная обратная связь — на звено W подается сумма $x(t)$ и $y_{о.с}(t)$ так, что входной сигнал для W равен:

$$z = x(t) + y_{о.с}(t).$$

Отрицательная обратная связь — на звено W поступает разность $x(t)$ и $y_{о.с}(t)$, так что входной сигнал для W

$$z = x(t) - y_{о.с}(t).$$

В автоматике наиболее часто (почти исключительно) используются **отрицательные обратные связи.**

Звено W, охваченное отрицательной обратной связью с передаточной функцией $W_{о.с}$, эквивалентно одному звену с передаточной функцией

$$\Phi = \frac{y(t)}{x(t)} = \frac{W}{1 + WW_{о.с}}.$$

Если $W_{о.с}$ не зависит от D, то обратная связь называется жесткой.

При положительной обратной связи перед вторым членом знаменателя будет иметь место знак минус.

Частный случай: $W_{о.с} = 1$, для которого

$$\Phi = \frac{W}{1+W}$$

соответствует охвату звена W отрицательной обратной связью, когда на сравнивающий элемент поступает выход-

ная величина $y(t)$, т. е. $y_{o.c} = y$. К такой схеме приводится обычно следящая система. Для следящей системы $x = \theta_{вх}$; $y = \theta_{вых}$; $z = \theta = \theta_{вх} - \theta_{вых}$.
Зависимостью

$$\Phi = \frac{\theta_{вых}}{\theta_{вх}} = \frac{W}{1+W}$$

определяется передаточная функция замкнутой системы Ф по передаточной функции разомкнутой системы W.

Пример 1. Инерционное звено с жесткой обратной связью (рис. 20-25).

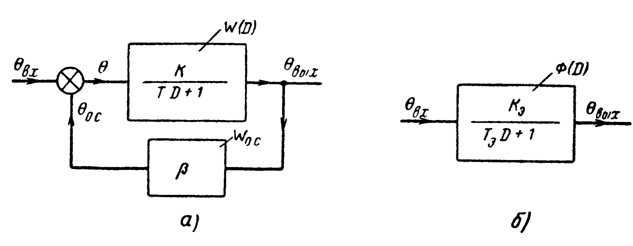


Рис. 20-25. Инерционное звено с жесткой обратной связью. *а* — структурная схема; *б* — эквивалентное инерционное звено.

Передаточная функция инерционного звена без обратной связи (разомкнутой системы)

$$W = \frac{\theta_{вых}(t)}{\theta_{вх}(t)} = \frac{K}{TD+1}.$$

Для жесткой обратной связи передаточная функция является действительным числом β и

$$W_{o.c} = \frac{\theta_{o.c}}{\theta_{вых}} = \beta$$

(как правило $0 < \beta < 1$).

Передаточная функция звена с обратной связью (замкнутой системы)

$$\Phi = \frac{\theta_{вых}(t)}{\theta_{вх}(t)} = \frac{W}{1+WW_{o.c}} = \frac{K_э}{T_эD+1},$$

где $K_э = \frac{K}{1+\beta K}$; $T_э = \frac{T}{1+\beta K}$.

В результате охвата инерционного звена жесткой обратной связью образуется также инерционное звено с меньшим коэффициентом передачи $K_э < K$ и (что наиболее существенно) с меньшей постоянной

$$T_э < T.$$

В частном случае при $\beta = 1$

$$K_э = \frac{K}{1+K};$$

при $K \gg 1$

$$K_э \approx 1; \quad T_э = \frac{1}{K}$$

Для уменьшения инерционности звено можно охватить жесткой обратной связью. Постоянная времени уменьшается тем больше, чем выше K. Соответственно при большом K общий коэффициент передачи будет близким к единице. Примером из области радиотехники может служить усилитель с отрицательной обратной связью (рис. 20-26). Для него (см. стр. 424)

$$W = \frac{u_{вых}}{u} = \frac{K}{TD+1},$$

где $K = \frac{\mu R_a}{R_i + R_a}$; $T = \frac{R_i R_a}{R_i + R_a} C_п$.

$$W_{o.c} = \frac{u_{o.c}}{u_{вых}} = \beta = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

(при условии, что R_1, $R_2 \gg R_a$).
Для пентода $R_i \gg R_a$; $K = SR_a$;

$$K_э = \frac{SR_a}{1+\beta SR_a}; \quad T_э = \frac{R_a C_п}{1+SR_a\beta}.$$

При $\beta = 1$

$$K_э = \frac{SR_a}{1+SR_a} \approx 1; \quad T_э = \frac{R_a C_п}{1+SR_a} \approx \frac{C_п}{S}.$$

Пример 2. Интегрирующее звено с жесткой обратной связью.

$$W = \frac{\theta_{вых}}{\theta} = \frac{K}{D}; \quad W_{o.c} = \frac{\theta_{o.c}}{\theta_{вых}} = \beta.$$

$$\Phi = \frac{K}{D+\beta K} = K_э \frac{1}{T_э D + 1},$$

где $K_э = \frac{1}{\beta}$; $T_э = \frac{1}{\beta K}$.

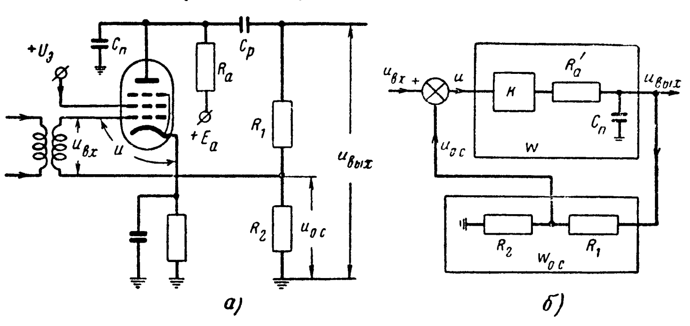


Рис. 20-26. Усилитель с обратной связью.
а — принципиальная схема; *б* — структурная схема — эквивалентное инерционное звено W с обратной связью через сопротивления R_1, R_2; $\left(R'_a = \frac{R_i \cdot R_a}{R_i + R_a} \approx R_a\right)$.

Интегрирующее звено в результате охвата жесткой обратной связью преобразуется в инерционное звено. Соответственно переходная характеристика преобразуется в экспоненту с постоянной времени $T_э$, стремящейся к уровню $K_э\theta_{вх}$.

Если $\beta = 1$, то коэффициент передачи $K_э$ равен единице (выходная величина в установившемся режиме повторяет входную), а постоянная времени есть величина, обратная коэффициенту усиления,

$$K_э = 1; \quad T_э = \frac{1}{K}.$$

Примером указанного соединения может служить исполнительный двигатель (при $T_{дв} = 0$) с потенциометром

отрицательной обратной связи (рис. 20-27). Управляющая обмотка двухфазного асинхронного двигателя питается от лампового усилителя переменного тока. С ротором двигателя связан потенциометр обратной связи, напряжение которого $u_{о.с}$ вычитается из входного переменного напряжения $u_{вх}$.

При наличии напряжения u на сетке лампы якорь двигателя начинает вращаться, перемещая связанный с ним через редуктор движок потенциометра обратной

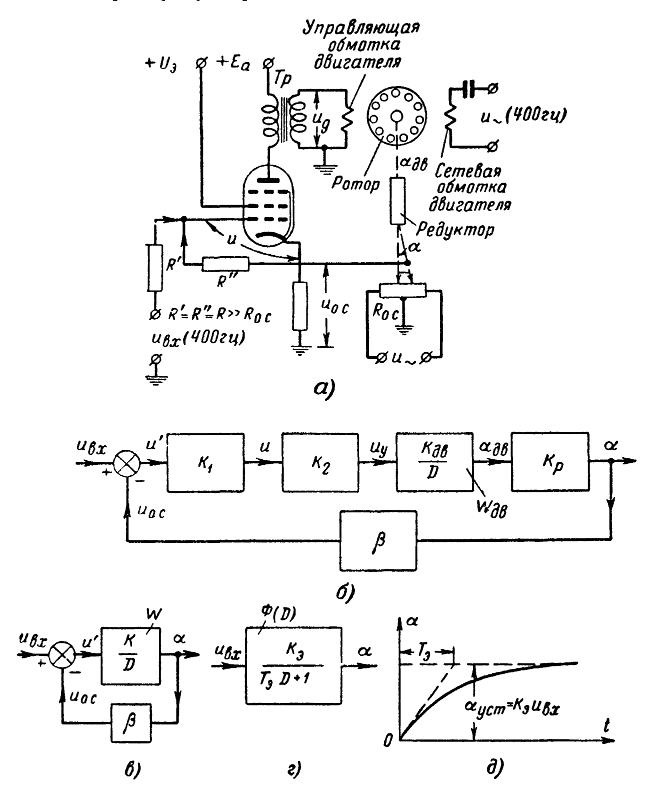


Рис. 20-27. Простейшая следящая система с двигателем.

а — упрощенная схема следящей системы для отработки угла α, пропорционального входному напряжению $u_{вх}$; *б* — структурная схема системы, K_1 — коэффициент передачи входной цепи (от входа до сетки лампы); $K_2 = \frac{u_g}{u}$ — коэффициент передачи лампового усилителя и трансформатора; $K_{дв} = \left.\frac{\omega_{дв}}{u}\right|_{уст}$ [1/в·сек] — коэффициент передачи двигателя; $K_р = \frac{\alpha}{\alpha_{дв}}$ — коэффициент передачи редуктора; $\beta = \frac{u_{о.с}}{\alpha}$ в/град] — коэффициент передачи цепи обратной связи; *в* — преобразованная структурная схема, $K = K_1 K_2 K_{дв} K_р$; *г* — эквивалентная структурная схема (инерционное звено), $K_э = \frac{1}{\beta}$; $T_э = \frac{1}{\beta K} = \frac{K_э}{K}$; *д* — переходная характеристика системы.

связи $R_{о.с}$. Возникающее напряжение $u_{о.с}$, пропорциональное смещению движка α и углу поворота якоря двигателя $\alpha_{дв}$ противофазно входному напряжению, т. е. вычитается из него. Последнее достигается соответствующим выбором направления смещения движка.

Напряжение на сетке лампы пропорционально разности $u_{вх}$ и $u_{о.с}$, так как $u = K_1(u_{вх} - u_{о.с})$. Для $R' = R'' = R$ $K_1 = 0{,}5$ и $u = 0{,}5(u_{вх} - u_{о.с})$. Напряжение на управляющей обмотке $u_у = K_2 u$, где коэффициентом K_2 учитывается усиление лампы и наличие трансформатора *Тр*. Угловая скорость вращения якоря двигателя пропорциональна напряжению $u_у$, $\omega_{дв} = K_{дв} u_у$. Соответственно передаточная функция двигателя $W_{дв} \approx \frac{\alpha_{дв}}{u_у} = \frac{K_{дв}}{D}$.

Угол поворота движка потенциометра $\alpha = K_р \alpha_{дв}$ и напряжение, снимаемое с движка потенциометра, $u_{о.с} = \beta\alpha_{дв}$. Соответственно структурная схема в рассматриваемом примере состоит из интегрирующего звена, усилительных (пропорциональных) звеньев и цепи обратной связи β. Вся система эквивалентна одному инерционному звену с коэффициентом передачи $K_э = \frac{1}{\beta}$ и постоянной времени $T_э = \frac{1}{\beta K}$. Коэффициент $K_э$ (*град/в*) характеризует угол поворота движка потенциометра на единицу входного напряжения. Приведенный пример иллюстрирует следящую систему, предназначенную для поворота выходного вала (движок потенциометра) пропорционально входному напряжению. Инерционность системы характеризуется величиной $T_э$ и зависит от β и K. Для уменьшения инерционности следует увеличивать коэффициент усиления.

Пример 3. Инерционное звено с дифференцирующим звеном в цепи обратной связи (рис. 20-28).

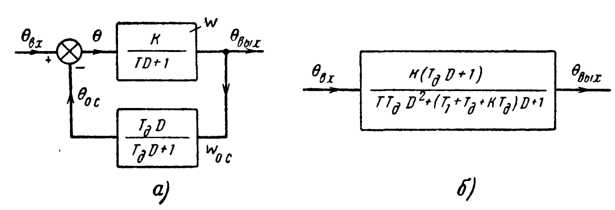


Рис. 20-28. Инерционное звено с дифференцирующим звеном в цепи обратной связи.

а — исходная структурная схема; *б* — эквивалентная структурная схема.

Передаточные функции звеньев равны соответственно:

$$W(D) = \frac{\theta_{вых}(t)}{\theta(t)} = \frac{K}{TD+1};$$

$$W_{о.с}(D) = \frac{\theta_{о.с}(t)}{\theta_{вых}(t)} = \frac{T_д D}{T_д D + 1}.$$

Передаточная функция системы

$$\Phi(D) = \frac{\theta_{вых}}{\theta_{вх}} = \frac{K(T_д D + 1)}{(TD+1)(T_д D+1) + KT_д D} = \frac{K(T_д D + 1)}{TT_д D^2 + (T_1 + T_д + KT_д)D + 1}.$$

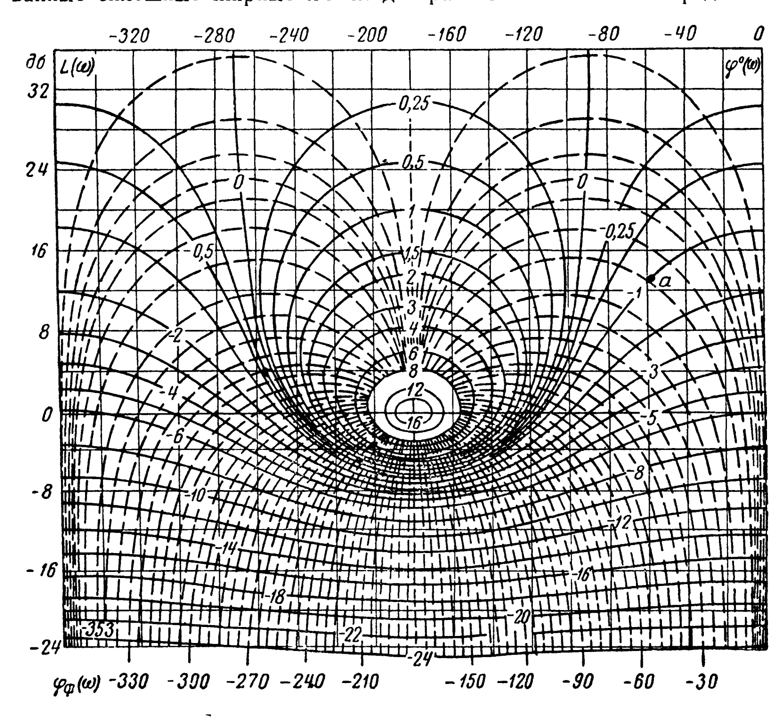
Соединение эквивалентно последовательному соединению двух звеньев: идеального форсирующего с коэффициентом передачи K и звена второго порядка. Таким соединением пользуются, если необходимо ввести в закон регулирования производную. Коэффициент передачи при этом не меняется, однако порядок системы увеличивается на единицу (вместо первого становится второй).

ЛАХ и ЛФХ замкнутой следящей системы

ЛАХ и ЛФХ замкнутой системы строится по ЛАХ и ЛФХ разомкнутой системы с помощью номограмм (рис. 20-29) вычисленных на основе зависимости

$$\Phi = \frac{W}{1+W}.$$

На оси ординат $L(\omega)$ и абсцисс $\varphi^\circ(\omega)$ откладываются значения амплитуд и фаз разомкнутой системы. Оцифрованные сплошные жирные линии диаграммы обозначают значения логарифмической амплитудной характеристики $L_\Phi(\omega)$ замкнутой системы (*дб*). Пунктирные линии (с оцифровкой внизу вдоль оси абсцисс) дают значения $\varphi_\Phi(\omega)$ фазового сдвига замкнутой системы.



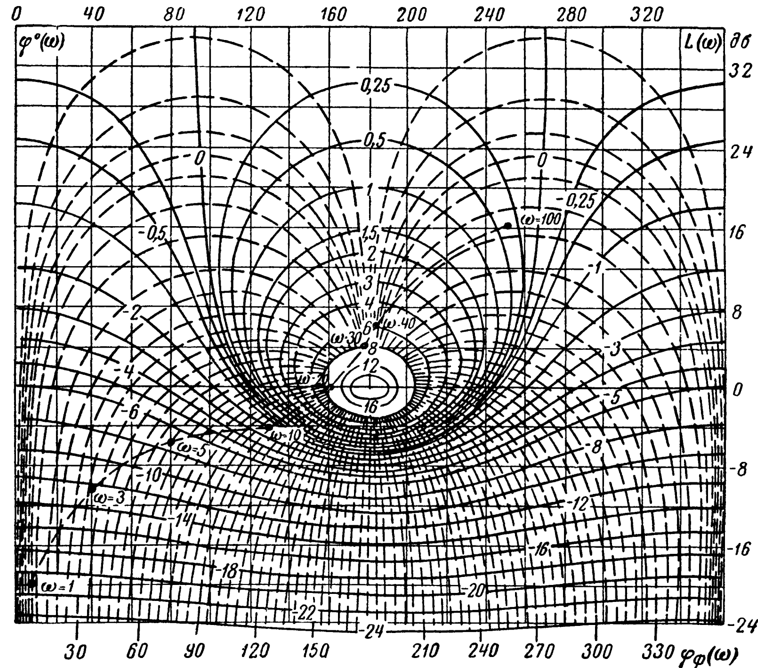


Рис. 20-29. Номограмма для определения ЛАХ и ЛФХ замкнутой системы по ЛАХ и ЛФХ разомкнутой.

Некоторая точка a (соответствующая частоте ω) с координатами, например, $L(\omega) = +13$ *дб* и $\varphi(\omega) = -60^\circ$ передаточной функции разомкнутой системы W определяет амплитуду $L_\Phi(\omega) = -1$ *дб* и фазу $\varphi_\Phi = (\omega) = -3^\circ$ функции Φ замкнутой системы. Для $L(\omega) > 32$ *дб*, $L_\Phi(\omega)$ близка к 0; для $L(\omega) < -24$ *дб* $L(\omega) = L_\Phi(\omega)$.

ЛАХ и ЛФХ для соединения звеньев в цепь обратной связи. Для нахождения ЛАХ и ЛФХ для соединения обратной связи производится следующее преобразование передаточных функций:

$$\Phi = \frac{W}{1 + WW_{\text{о. с}}} = W\frac{A}{1+A} = WW_{\text{к}},$$

где $A = \dfrac{1}{WW_{\text{о. с}}}$, а $W_{\text{к}} = \dfrac{A}{1+A}$.

Построение ЛАХ и ЛФХ осуществляется следующим путем:

— строятся ЛАХ и ЛФХ для W;

— строятся ЛАХ и ЛФХ для $W_{\text{о. с}}$;

— строятся ЛАХ и ЛФХ для $WW_{\text{о. с}}$ путем суммирования двух предыдущих характеристик;

— находятся ЛАХ и ЛФХ для A путем зеркального отображения ЛАХ и ЛФХ относительно оси частот, т. е. знак ординат характеристик $WW_{\text{о. с}}$ должен быть изменен на обратный (обратные ЛАХ и ЛФХ);

— по обратным ЛАХ и ЛФХ с помощью номограммы рис. 20-29 строятся ЛАХ и ЛФХ звена $W_{\text{к}}$;

— полученные характеристики $W_{\text{к}}$ суммируются с характеристиками W, в результате получаются ЛАХ и ЛФХ функции Φ.

Пример. Построить ЛАХ и ЛФХ соединения обратной связи:

$$W = \frac{K}{D(T_1D+1)(T_2D+1)};$$

$$W_{\text{о. с}} = \frac{K_{\text{о. с}}D}{T_{\text{о. с}}D+1}.$$

В прямой петле W — интегрирующее и два инерционных звена; в петле обратной связи — реальное дифференцирующее звено с усилителем (рис. 20-30, *а*).

В результате суммирования ЛАХ и ЛФХ прямой петли $L_w(\omega)$ и $\varphi_w(\omega)$ и эквивалентного корректирующего звена $L_{\text{к}}(\omega)$ и $\varphi_{\text{к}}(\omega)$ получаем:

а) эквивалентная ЛАХ функции Φ почти совпадает с осью абсцисс на частотах до 1,5 1/*сек* и затем, после небольшого подъема спадает, практически сливаясь на частотах выше 50 1/*сек* с ЛАХ прямой петли,

б) эквивалентная ЛФХ функции Φ имеет резкий подъем на средних частотах (3—20 1/*сек*), а на высоких частотах совпадает с ЛФХ функции W.

4. Передаточные функции следящих систем

Для анализа системы автоматического регулирования строится ее структурная схема, т. е. система представляется в виде соединения динамических звеньев. Передаточная функция следящей системы после представления

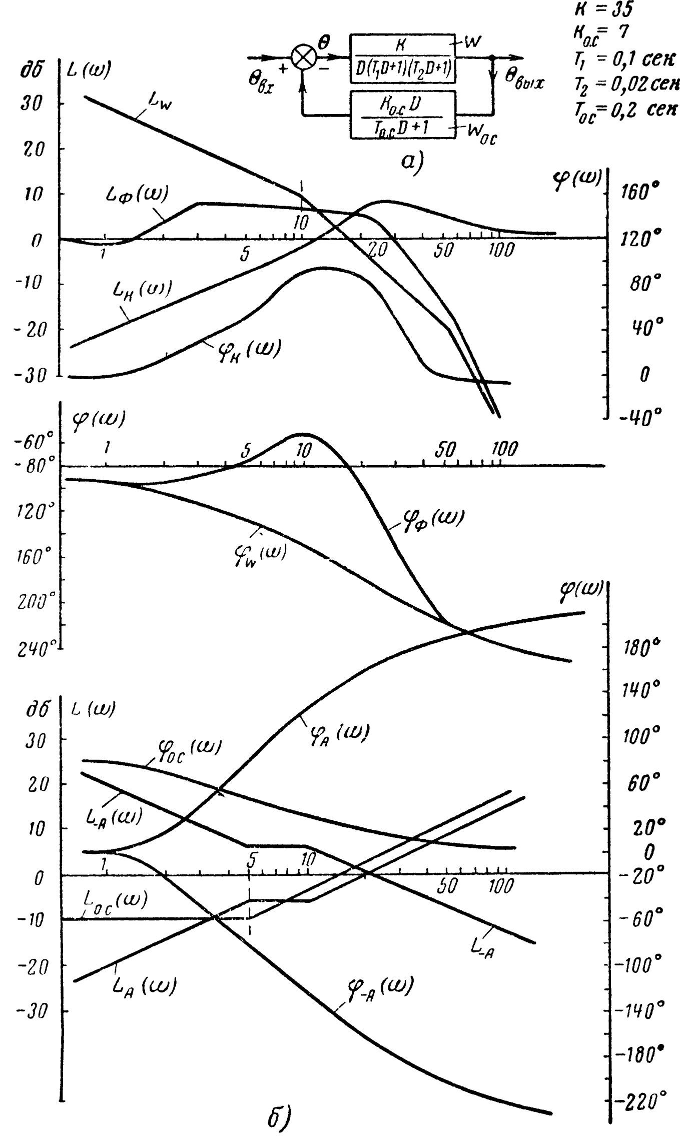


Рис. 20-30. Пример построения ЛАХ и ЛФХ соединения обратной связи.

а — структурная схема $\left(W=\frac{\theta_{вых}}{\theta};\ W_{о.с}=\frac{\theta_{вх}}{\theta_{вых}}\right)$; *б* — графики L_W, φ_W для ЛАХ и ЛФХ звена W; $L_{о.с}$, $\varphi_{о.с}$ для ЛАХ и ЛФХ звена $W_{о.с}$; L_{-A}, φ_{-A} для ЛАХ и ЛФХ произведения звеньев W, $W_{о.с}$, которые находятся путем построения сумм $L_{-A}=L_W+L_{о.с}$; $\varphi_{-A}=\varphi_W+\varphi_{о.с}$; L_A, φ_A — обратные ЛАХ и ЛФХ, $L_A=-L_{-A}$; $\varphi_A=-\varphi_{-A}$; $L_к$, $\varphi_к$ — ЛАХ и ЛФХ корректирующего звена $W_к=\frac{A}{1+A}$; находятся путем использования номограммы на рис. 20-29. На указанной номограмме нанесено геометрическое место точек, соответствующее характеристикам L_A и φ_A. $L_ф$, $\varphi_ф$ — результирующие ЛАХ и ЛФХ системы для передаточной функции:

$$\Phi=\frac{\theta_{вых}}{\theta_{вх}}=\frac{W}{1+WW_{о.с}}.$$

ее структурной схемой находится путем использования правил преобразования звеньев (стр. 431).

Сложные системы приводятся к простейшей следящей системе (динамическому звену с жесткой обратной связью) или к эквивалентному звену, у которого входным воздействием является $\theta_{вх}$, а выходным $\theta_{вых}$.

При наличии внешних возмущений структурную схему удобно приводить к одному эквивалентному звену, у которого входом является внешнее возмущение, а выходом — рассогласование (или ошибка).

Так, если, например, структурная схема состоит из последовательного соединения трех звеньев W_1, W_2, W_3 (рис. 20-31, *а*), то она представляется эквивалентной следящей системой с теми же величинами $\theta_{вх}$, $\theta_{вых}$ и θ, что у исходной, причем три звена заменяются одним звеном $W=W_1W_2W_3$. Аналогично преобразуются более сложные системы (например, 20-31, *б*).

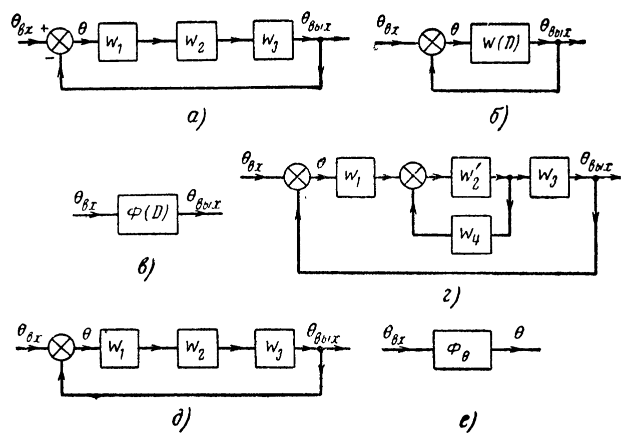


Рис. 20-31. Преобразование структурных схем.

а — структурная схема системы, состоящая из трех звеньев W_1, W_2, W_3; *б* — простейшая следящая система, к которой сводится система (*а*) путем перемножения передаточных функций W_1, W_2, W_3; $W=W_1W_2W_3$ — передаточная функция разомкнутой системы; *в* — эквивалентное звено, к которому сводится схема (*б*) $\left[\Phi(D)=\frac{\theta_{вых}}{\theta_{вх}}=\frac{W}{1+W}\right]$ — передаточная функция замкнутой системы; *г* — структурная схема системы, содержащей звено W_4, которое охватывает звено W_2' обратной связью; *д* — та же система после преобразования $W_2=\frac{W_2'}{1+W_2'W_4}$ [схема (*д*) затем сводится последовательно к схемам (*б*) и (*в*)]; *е* — структурная схема для нахождения зависимости сигнала рассогласования θ в замкнутой системе от входного воздействия $\theta_{вх}$ $\left(\Phi_\theta=\frac{\theta}{\theta_{вх}}=\frac{1}{1+W}\right.$ — передаточная функция ошибки$\left.\right)$.

Передаточная функция эквивалентного динамического звена определяет все основные свойства системы автоматического регулирования. Некоторые из этих свойств могут быть установлены непосредственно по виду передаточной функции, без какого-либо предварительного анализа.

Передаточная функция разомкнутой системы

$$W(D)=\frac{\theta_{вых}(t)}{\theta(t)}=\frac{M(D)}{R(D)}$$

отношение (написанное в символической форме) выходной величины $\theta_{вых}$ к рассогласованию θ следящей системы,

приведенной к динамическому звену с жесткой обратной связью;

$M(D)$ и $R(D)$ — полиномы относительно D:

$$M(D) = b_0D^m + b_1D^{m-1} + \ldots + b_m;$$

$$R(D) = c_0D^n + c_1D^{n-1} + \ldots + c_n.$$

Если в системе, приведенной к простой следящей системе, имеется k интегрирующих звеньев, то полином $R(D)$ содержит множитель D^k. Это означает, что в $R(D)$ $c_n = c_{n-1} = \ldots = c_{n-k+1} = 0$ и, следовательно,

$$R(D) = D^kR_1(D),$$

где $R_1(D)$ не содержит нулевых корней, т. е. $R_1(0) \neq 0$.

Статической называется система, которая после приведения к динамическому звену с жесткой обратной связью не содержит интегрирующих звеньев.

Астатической называется система, которая после приведения к динамическому звену с жесткой обратной связью содержит k ($k \geqslant 1$) интегрирующих звеньев. Число k называется порядком астатизма. В статической системе $k = 0$. Для астатической системы (с астатизмом k-го порядка)

$$W(D) = \frac{M(D)}{D^kR_1(D)},$$

где $R_1(D)$ не содержит нулевых корней.

Практически k не бывает больше 2—3.

Передаточная функция замкнутой системы

$$\Phi(D) = \frac{\theta_{вых}(t)}{\theta_{вх}(t)} = \frac{W(D)}{1 + W(D)} = \frac{M(D)}{N(D)} \qquad (20\text{-}10)$$

— есть записанное в символической форме отношение выходной величины $\theta_{вых}$ ко входной $\theta_{вх}$.

В следящих системах $M(D)$ и $N(D)$ — полиномы относительно D:

$$M(D) = b_0D^m + b_1D^{m-1} + \ldots + b_m;$$

$$N(D) = a_0D^n + a_1D^{n-1} + \ldots + a_n,$$

причем для реальных систем $m \leqslant n$.

Амплитудно-фазовая характеристика системы находится путем подстановки $j\omega$ вместо D:

$$\Phi(j\omega) = \frac{W(j\omega)}{1 + W(j\omega)} = P(\omega) + jQ(\omega);$$

здесь $P(\omega)$ — вещественная частотная характеристика; $Q(\omega)$ — мнимая частотная характеристика.

Передаточная функция ошибки

$$\Phi_\theta = \frac{\theta(t)}{\theta_{вх}(t)} = \frac{1}{1 + W(D)} \qquad (20\text{-}11)$$

— отношение величины рассогласования θ (ошибки) в замкнутой следящей системе ко входной величине $\theta_{вх}$, записанное в символической форме.

Передаточная функция сигнала на выходе i-го звена ($\theta_{i\,вых}$) относительно входной величины $\theta_{вх}$ равна

$$\Phi_{\theta_{i\,вых}/\theta_{вх}} = \frac{W_1W_2\ldots W_i}{1 + W}$$

— отношению произведения звеньев предшествующих точек, где ищется выходной сигнал i-го звена к $1 + W$.

Соответственно

$$\theta_{i\,вых}(t) = \frac{W_1W_2\ldots W_i}{1 + W}\theta_{вх}(t). \qquad (20\text{-}12)$$

Передаточные функции при наличии возмущений

Следящая система должна возможно точнее воспроизводить входную величину и эффективно противодействовать внешним возмущениям, приложенным к объекту или к какому-либо звену системы. Возмущениями могут быть: внешние силы, приложенные к объекту и ведущие к отклонениям выходной величины, изменение условий работы системы (например, температуры), действие радиопомех и т. п. Так, например, при колебаниях температуры изменяется частота гетеродина в системе АПЧ. Благодаря действию системы АПЧ отклонение промежуточной частоты от номинального значения будет значительно уменьшено.

Действие внешних возмущений на различные звенья следящей системы является причиной возникновения дополнительных рассогласований $\theta_{п1}$, $\theta_{п2}$, $\theta_{п3}, \ldots, \theta_{п\,n}$, $\theta_{п.\,вых}$, которые добавляются к рассогласованиям, имевшим место в системе, и действуют на вход 1-го, 2-го, ..., n-го звена и на выход системы (рис. 20-32).

Рассогласование $\theta(t)$ при наличии возмущений

$$\theta(t) = \frac{1}{1 + W(D)}\theta_{вх}(t) - \frac{1}{1 + W(D)}[W_1W_2\ldots W_n\theta_{п1} + W_2W_3\ldots W_n\theta_{п2} + \ldots + W_{n-1}W_n\theta_{п\,n-1} + W_n\theta_{п\,n} + \theta_{п.\,вых}].$$

Возмущение, приложенное к выходу системы при отсутствии входного воздействия, вызывает рассогласование

$$\theta(t) = -\frac{1}{1 + W(D)}\theta_{п.\,вых}. \qquad (20\text{-}13)$$

Передаточная функция для возмущения, приложенного на выходе, равна:

$$\Phi_{\theta/\theta_{п.\,вых}} = \frac{\theta(t)}{\theta_{п.\,вых}(t)} = -\frac{1}{1 + W(D)} = -\Phi_\theta.$$

Для возмущения, приложенного только ко входу (при отсутствии входного воздействия $\theta_{вх}$),

$$\theta(t) = -\frac{W}{1 + W}\theta_{п1}.$$

Соответственно передаточная функция

$$\Phi_{\theta/\theta_{п1}} = \frac{\theta(t)}{\theta_п(t)} = -\frac{W(D)}{1 + W(D)} = -\Phi(D).$$

Часто внешние возмущения воздействуют на объект регулирования. Отношение изменения выходной величины $\theta_{п.\,вых}$, вызванного внешним возмущением, приложенным к объекту (при отсутствии регулятора) к самому возмущению $П$, записанное в символической форме, является передаточной функцией объекта по внешнему возмущению $F_п(D) = \frac{\theta_{п.\,вых}}{П}$ (рис. 20-32, *б*). В большинстве случаев $F_п(D)$ отличается от передаточной функции объекта $F(D)$ только масштабным коэффициентом $K_п$, т. е. $F_п(D) = K_пF(D)$. В замкнутой цепи регулирования благодаря действию возмущения $П$ выходная величина $\theta_{вых}$ будет содержать дополнительную составляющую $\theta_{п.\,вых} = ПF_п(D)$, что отображается структурной схемой на рис. 20-32, *в* и *г*.

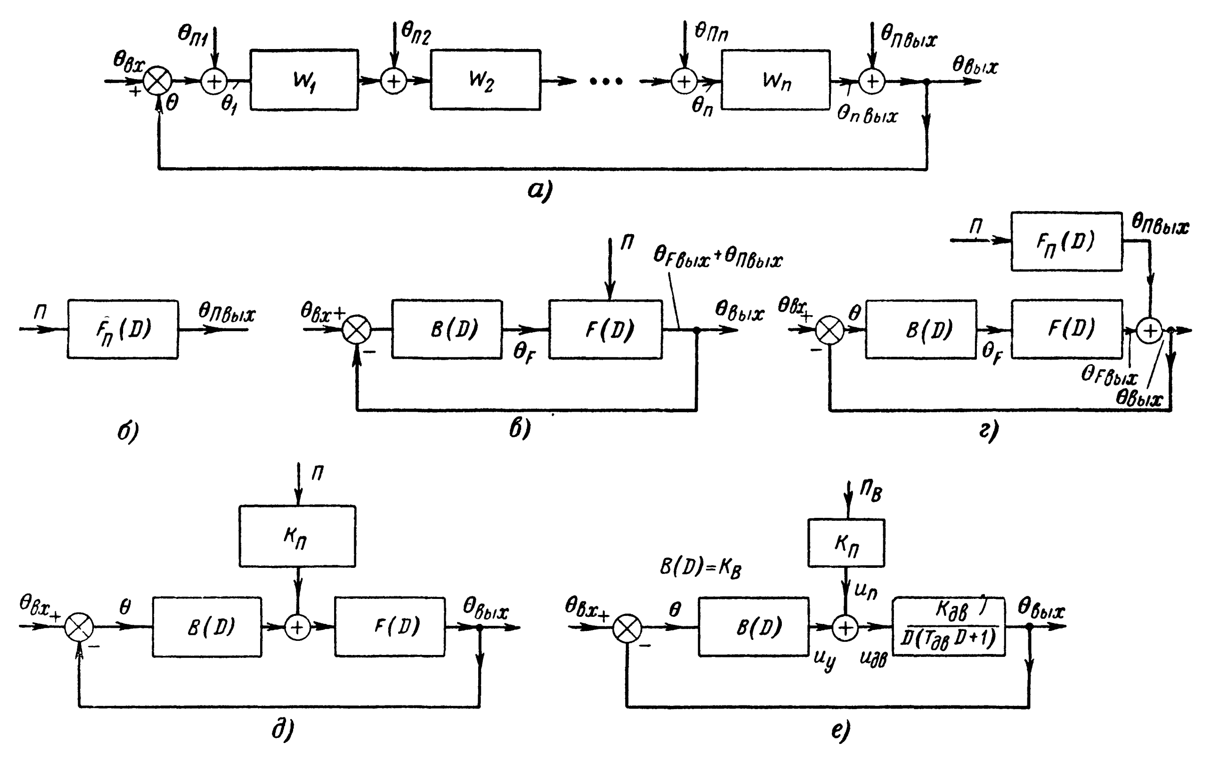


Рис. 20-32. Структурные схемы при наличии внешних возмущений.

а — возмущения $\theta_{\text{п}1}, \theta_{\text{п}2}, \ldots \theta_{\text{п}n}, \theta_{\text{п.вых}}$ приложены в различных точках системы; *б* — структурная схема объекта при действии возмущения $П$ [$F_n(D)$ — передаточная функция объекта по возмущению]; *в* — структурная схема системы при действии возмущения $П$ на объект [$B(D)$ — передаточная функция всех звеньев, предшествующих объекту; θ_F и $\theta_{F\text{вых}}$ — входная и выходная величины объекта без учета действия внешнего возмущения]; *г* — полная структурная схема системы с учетом возмущения; *д* — преобразованная структурная схема системы в случае, если $F_\text{п}$ и F отличаются масштабом; *е* — структурная схема автоматического радиопеленгатора при учете действия ветра $П = П_\text{в}$ (ветер приводит к дополнительному изменению угла поворота антенны, что эквивалентно введению дополнительного напряжения $u_\text{п}$ на вход двигателя; $K_{\text{дв}}$ — коэффициент передачи двигателя с учетом редуктора).

В соответствии с формулой (20-13) рассогласование в системе, вызванное только действием помехи $П$, будет равно:

$$\theta(t) = -\frac{1}{1+W(D)}\theta_{\text{п. вых}} = -\frac{ПF_\text{п}(D)}{1+W(D)},$$

где $W(D) = B(D)F(D)$ — передаточная функция разомкнутой системы (рис. 20-32, *в*, *г*); для случая $F_\text{п}(D) = K_\text{п}F(D)$

$$\theta(t) = -\frac{ПK_\text{п}F(D)}{1+W(D)}, \qquad (20\text{-}14)$$

и структурную схему удобно представить в виде рис. 20-32, *д*.

Пример 1. При колебаниях температуры Δt° (внешнее возмущение $П = \Delta t^\circ$) изменяется частота гетеродина приемника $\theta_{\text{п. вых}} = \Delta f_{\text{г.п}}$.

Передаточной функцией $F_\text{п}(D)$ по внешнему возмущению является коэффициент $K_t = \frac{\Delta f_{\text{г. п}}}{\Delta t^\circ}$, показывающий уход частоты гетеродина при изменении температуры на 1° С. В системе АПЧ (стр. 459) изменения температуры на 1° С приведут к отклонению промежуточной частоты не на $\Delta f_{\text{г. п}}$, а на величину $\theta = \Delta f_{\text{пр}}$, причем согласно (20-14)

$$\Delta f_{\text{пр}} = -\frac{\Delta f_{\text{г. п}}}{1+W(D)} = -\frac{K_t\Delta t^\circ}{1+KW_\text{ф}(D)}.$$

Пример 2. Благодаря действию ветра на антенну автоматического радиопеленгатора (стр. 420) возникает дополнительный угол рассогласования θ между осью антенны и направлением на радиостанцию. Действие ветра в случае отсутствия обратной связи (т. е. при выключенной системе автослежения по углам, но при наличии тока возбуждения двигателя и включенной обмотке якоря) приводит к перемещению антенны якоря и подвижных частей редуктора на угол $\theta_{\text{п. вых}}$, связанный с силой ветра $П_\text{в}$ соотношением

$$\theta_{\text{п. вых}} = П_\text{в}F_\text{п}(D) = П_\text{в}\frac{K_\text{в}}{D(T_{\text{дв}}D+1)};$$

здесь $K_\text{в}$ [*рад/кг·сек*] — отношение угловой скорости вращения антенны к силе ветра, действующего на антенну;

$T_{\text{дв}}$ — электромеханическая постоянная привода антенны (с учетом инерции антенны).

Так как передаточная функция $F_\text{п}(D)$ отличается от постоянной времени приводного двигателя (с учетом редуктора) $F(D) = \frac{K_{\text{дв}}}{D(T_{\text{дв}}D+1)}$ только постоянным множителем, структурную схему удобно представить в виде рис. 20-32, *е*, где масштабный коэффициент $K_\text{п} = \frac{K_\text{в}}{K_{\text{дв}}}$,

а $u_п = \frac{K_в}{K_{дв}} = K_п П_в$ — эквивалентное напряжение помехи, так что рассогласование в системе при $\theta_{вх} = 0$

$$\theta = -\frac{П_в K_п K_{дв}}{D(T_{дв}D + 1) + K_v},$$

где $K_v = K_в K_{дв}$ — коэффициент передачи разомкнутой системы.

5. Составление структурных схем. Линеаризация уравнений

Перед проведением анализа системы автоматического регулирования ее необходимо представить в виде структурной схемы, т. е. в виде соединения простейших динамических звеньев.

Такое представление позволяет установить общие свойства системы автоматического регулирования и определить пути их улучшения.

Структурные схемы составляются путем выделения в функциональной схеме динамических звеньев, обладающих свойствами однонаправленности и независимости. В тех случаях, когда это сделать затруднительно, записываются уравнения (в символическом виде), описывающие процессы в отдельных частях системы, по которым затем строится структурная схема.

Если в системе содержатся нелинейные звенья, то следует предварительно произвести (где это возможно) их линеаризацию путем замены нелинейной характеристики отрезком прямой касательной к нелинейной характеристике в выбранной рабочей точке (см. рис. 20-1).

Ниже рассматриваются примеры составления структурных схем.

Система электронной автоматической подстройки частоты гетеродина (стр. 420 и 459)

Управитель колебаний (лампа реактивного сопротивления и гетеродин) характеризуется коэффициентом $K_у$ [*кгц/в*].

$$W_у = \frac{\Delta f_г}{u_у} = K_у.$$

Фильтр *RC*, предшествующий управителю, описывается передаточной функцией

$$W_ф = \frac{u_у}{u_ф} = \frac{1}{TD + 1},$$

$T = RC$ — однозвенный (стр. 423);

$$W_ф = \frac{u_у}{u_ф} = \frac{1}{T_1 T_2 D^2 + (T_1 + T_2 + T_c) D + 1} —$$

— двухзвенный (стр. 426);

$$T_1 = R_1 C_1; \quad T_2 = R_2 C_2; \quad T_c = R_1 C_2.$$

Дискриминатор (стр. 454)описывается передаточной функцией

$$W_д = \frac{u_д}{\Delta f} = K_д \, [в/кгц];$$

здесь $\Delta f = f_{пр} - f_0$;

f_0 — переходная частота дискриминатора, равная разности номинальных значений частот сигнала f_{c0} и гетеродина: $f_{г0}$: $f_0 = f_{c0} - f_{г0}$.

Промежуточная частота $f_{пр}$ является разностью частот сигнала и гетеродина [1]:

$$f_{пр} = f_c - f_г.$$

Предполагая, что рассмотренные элементы взаимно независимы, объединим их в цепочку, входной величиной

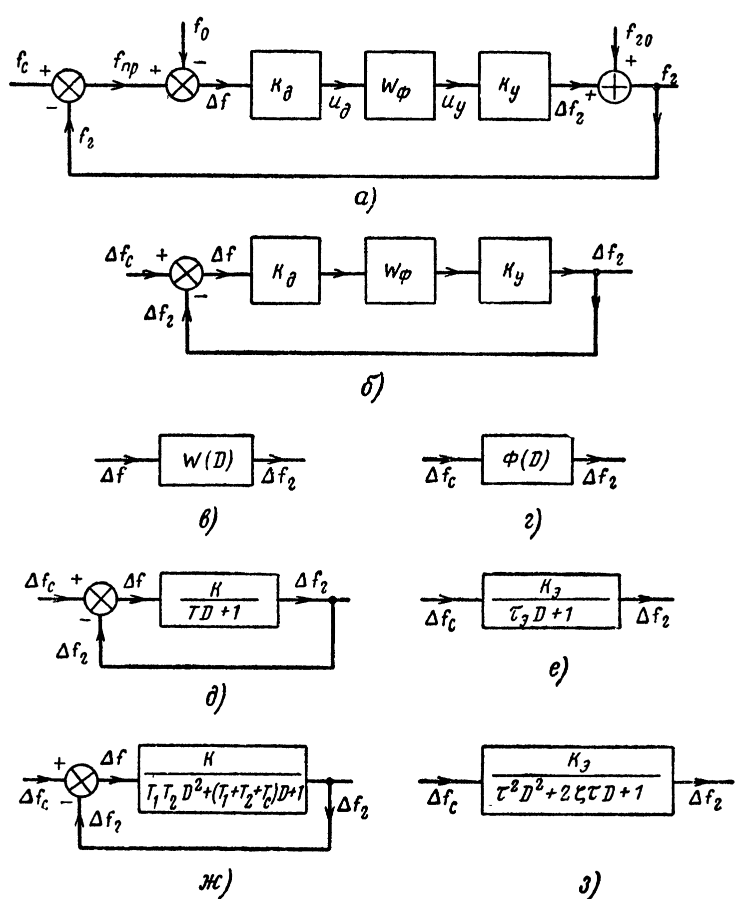


Рис. 20-33. Система электронной частотной автоподстройки.

а — структурная схема, $W_у = K_у$ —управитель—пропорциональное (усилительное) звено; $W_ф$ — фильтр — инерционное звено; $W_д = K_д$ — частотный дискриминатор—пропорциональное звено; *б* — упрощенная структурная схема, записанная в отклонениях; *в*, *г* — преобразованные схемы разомкнутой и замкнутой систем; *д* — структурная схема системы АПЧ с однозвенным *RC*-фильтром: $K = K_у K_д$; $T = RC$; *е* — эквивалентная структурная схема замкнутой системы $W = K_у K_д W_ф$; $\Phi = \frac{K_у K_д W_ф}{1 + K_у K_д W_ф}$ с однозвенным фильтром $K_э = \frac{K}{K+1}$; $\tau_э = \frac{T}{K+1}$; *ж* — структурная схема системы АПЧ с двухзвенным фильтром: $T_1 = R_1 C_1$; $T_2 = R_2 C_2$; $T_c = R_1 C_2$; *з*—эквивалентная структурная схема замкнутой системы АПЧ с двухзвенным фильтром: $\tau = \sqrt{\frac{T_1 T_2}{K+1}}$;

$$\zeta = \frac{T_1 + T_2 + T_c}{2\sqrt{T_1 T_2 (K+1)}}; \quad K_э = \frac{K}{K+1},$$

которой является Δf, а выходной $\Delta f_г$ (см. рис. 20-33, *а*). Отклонение частоты Δf промежуточной частоты от переходной частоты дискриминатора образуется в результате

---

[1] Предполагается, что имеет место нижняя настройка гетеродина, т. е. $f_c > f_г$.

вычитания из $f_{пр}$ частоты f_0, а $f_{пр}$ образуется в свою очередь путем вычитания из f_c частоты $f_г$. Для получения $f_г$ достаточно к $\Delta f_г$ прибавить частоту $f_{г0}$. В результате образуется замкнутая цепь регулирования. Полученная структурная схема сильно упростится, если представить ее для отклонений, учитывая, что Δf можно выразить как разность:

$$\Delta f = f_c - f_г - f_0 = f_c - f_{c0} - f_г + f_{г0} = \Delta f_c - \Delta f_г,$$

где $\Delta f_c = f_c - f_{c0}$; $\Delta f_г = f_г - f_{г0}$.

В дальнейшем удобно пользоваться последней структурной схемой (рис. 20-33, *б*).

Передаточные функции разомкнутой и замкнутой системы равны соответственно

$$W = \frac{\Delta f_г}{\Delta f} = KW_ф$$

и

$$\Phi = \frac{\Delta f_г}{\Delta f_c} = \frac{KW_ф}{1 + KW_ф},$$

где $K = K_у K_д$ — безразмерный коэффициент.

Для системы с однозвенным фильтром (инерционное звено с обратной связью)

$$\Phi = \frac{K_э}{\tau_э D + 1},$$

где

$$K_э = \frac{K}{K+1}; \quad \tau_э = \frac{RC}{K+1}.$$

Для системы с двухзвенным фильтром

$$W = \frac{K}{T_1 T_2 D^2 + (T_1 + T_2 + T_c) D + 1};$$

$$\Phi = \frac{K_э}{\tau^2 D^2 + 2\zeta\tau D + 1},$$

где

$$K_э = \frac{K}{K+1};$$

$$\tau = \sqrt{\frac{T_1 T_2}{K+1}};$$

$$\zeta = \frac{T_1 + T_2 + T_c}{2\sqrt{T_1 T_2 (K+1)}}.$$

Так как знаменатель передаточной функции $W(D)$ не содержит множителей D (нет интегрирующих звеньев), система АПЧ является **статической.**

Замкнутая система АПЧ с однозвенным фильтром эквивалентна инерционному звену с коэффициентом передачи $\frac{K}{K+1}$ и постоянной времени τ, в $K + 1$ раз меньшей постоянной времени фильтра T. Система с двухзвенным фильтром эквивалентна звену 2-го порядка. Свойства рассматриваемых систем описываются характеристиками звеньев: инерционного и 2-го порядков (стр. 423 и 425).

Автоматический радиопеленгатор

Напряжение на выходе фазового детектора радиопеленгатора (стр. 420) для небольших рассогласований пропорционально углу отклонения радиостанции от оси OO: $u = K_1\theta$.

Участок схемы от точки подачи рассогласования до выхода *ФД* представляется пропорциональным звеном K_1. Коэффициент K_1 [*в/град*] зависит в основном от крутизны диаграммы направленности в рабочей точке O, а также от усиления *ФД*. Далее следует усилитель с коэффициентом K_2 и двигатель с передаточной функцией $\frac{K_{дв}}{D(T_{дв}Д + 1)}$ (см. стр. 428), причем $K_{дв}$ [*град/в·сек*] — коэффициент передачи двигателя с учетом редуктора. Учитывая, что $\theta = \theta_{вх} - \theta_{вых}$, получаем следящую систему, структурная схема которой состоит из трех звеньев (рис. 20-34): усилительного с коэффициентом передачи $K_v = K_1 K_2 K_{дв}$ (размерность $1/сек$), интегрирующего $\frac{1}{D}$ и инерционного $\frac{1}{T_{дв}D + 1}$.

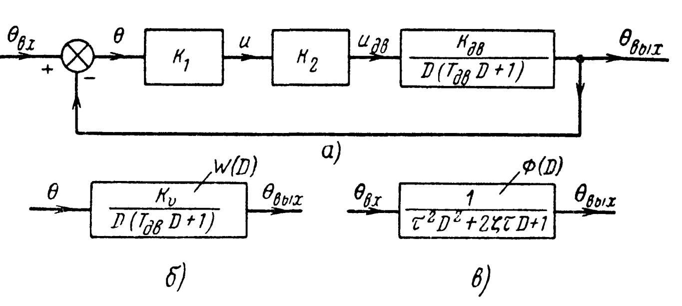


Рис. 20-34. Автоматический радиопеленгатор.

а — структурная схема; *б* — преобразованная схема разомкнутой системы ($K_v = K_1 K_2 K_{дв}$); *в* — преобразованная схема замкнутой системы.

Замкнутая система описывается передаточной функцией

$$\Phi(D) = \frac{K_v}{D(T_{дв}D + 1) + K_v} = \frac{1}{\tau^2 D^2 + 2\zeta\tau D + 1},$$

где

$$\tau = \sqrt{\frac{T_{дв}}{K_v}},$$

$$\zeta = \frac{1}{2\sqrt{T_{дв}K_v}}.$$

Система эквивалентна динамическому звену 2-го порядка, свойства которого рассмотрены на стр. 425. Такими же передаточными функциями описывается система АПЧ с серводвигателем (стр. 460).

При учете инерционных свойств фазового детектора в структурную схему добавляется инерционное звено с постоянной времени T, вследствие чего степень полинома W и Φ увеличивается на единицу:

$$W(D) = \frac{K_v}{D(T_{дв}D + 1)(TD + 1)};$$

$$\Phi(D) = \frac{K_v}{D(T_{дв}D + 1)(TD + 1) + K_v}.$$

Рассматриваемая система является астатической, поскольку содержит одно интегрирующее звено (множитель D в знаменателе $W(D)$).

20-3. УСТОЙЧИВОСТЬ СИСТЕМ АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ

Система автоматического регулирования может выполнять свои функции, если она устойчива. Это необходимое условие, работоспособности системы.

Анализ устойчивости производится путем исследования математических уравнений, описывающих поведение системы. Поэтому должно быть сформулировано математическое определение устойчивости, пригодное для анализа уравнений. Наиболее удобным и широко используемым является определение устойчивости, сформулированное А. А. Ляпуновым.

Для установления, устойчиво ли состояние равновесия необходимо к системе приложить некоторое возмущение (отклонить систему от состояния равновесия) и рассмотреть движение системы после снятия возмущения (т. е. собственное движение системы). Для линейных систем достаточно следующее определение устойчивости.

Устойчивая линейная система — после прекращения действия возмущающих сил система стремится к исходному состоянию, т. е. начальные отклонения стремятся к нулю.

Неустойчивая линейная система в собственном движении удаляется от состояния равновесия так, что отклонение непрерывно нарастает со временем.

Реальная неустойчивая система, удаляясь от состояния равновесия, со временем переходит в нелинейный режим. Чаще всего в этих случаях возникают автоколебания.

Для нелинейных систем необходимо оговорить, помимо того, степень начальных отклонений, поскольку система может иметь несколько состояний равновесия, из которых одни являются устойчивыми, а другие — нет.

Ниже рассматриваются только линейные системы.

Прямой путь определения устойчивости системы состоит в составлении уравнения, описывающего собственные движения системы, и исследовании решения этого уравнения.

Дифференциальное уравнение составляется на основе знания передаточной функции замкнутой системы:

$$\Phi(D) = \frac{\theta_{\text{вых}}(t)}{\theta_{\text{вх}}(t)} = \frac{M(D)}{N(D)}.$$

где $M(D)$ и $N(D)$ — полиномы относительно D:

$$M(D) = b_0D^m + b_1D^{m-1} + \ldots + b_m;$$

$$N(D) = a_0D^n + a_1D^{n-1} + \ldots + a_n$$

(причем для реальных систем $m \leqslant n$).

Дифференциальное уравнение, описывающее свободные колебания в системе, имеет вид:

$$N(D)\,\theta_{\text{вых}} = 0.$$

или

$$(a_0D^n + a_1D^{n-1} + \ldots + a_n)\,\theta_{\text{вых}} = 0.$$

Движение системы будет затухающим, а система устойчивой, если действительные части корней характеристического уравнения

$$a_0\lambda^n + a_1\lambda^{n-1} + \ldots + a_n = 0$$

(полученного заменой в $N(D) = 0$ оператора D на параметр λ) будут отрицательными. Если хотя бы один корень имеет положительную действительную часть, система будет неустойчивой.

На практике для определения устойчивости линейной системы пользуются критериями устойчивости, т. е. правилами, с помощью которых можно определить устойчива ли система, не прибегая к решению дифференциальных уравнений.

Критерии устойчивости

Алгебраический критерий (Рауса—Гурвица)

Для определения устойчивости составляется передаточная функция замкнутой системы $\Phi = \frac{M(D)}{N(D)}$.

Система автоматического регулирования будет устойчивой, если все коэффициенты $a_0, a_1, \ldots, a_n$ знаменателя передаточной функции замкнутой системы

$$N(D) = a_0D^n + a_1D^{n-1} + \ldots + a_n$$

положительны (необходимое условие) и, кроме того, выполняются следующие неравенства:

$a_1a_2 - a_0a_3 > 0$ для системы 3-го порядка ($n = 3$),

$a_1a_2a_3 - a_1^2a_4 - a_0a_3^2 > 0$ для системы 4-го порядка ($n = 4$);

$$a_1a_2a_3a_4 - a_1a_2^2a_5 - a_0a_3^2a_4 + a_0a_2a_3a_5 - a_1^2a_4^2 +$$

$$+ 2a_0a_1a_4a_5 - a_0^2a_5^2 > 0 \text{ для системы 5-го порядка } (n = 5).$$

Невыполнение указанных неравенств свидетельствует о неустойчивости системы.

При выполнении необходимого условия (коэффициенты положительны и отличны от нуля) системы, описываемые уравнениями 1 и 2-го порядков являются устойчивыми.

Пример 1. Автоматический пеленгатор при наличии фильтра с постоянной времени T (стр. 440).

Передаточные функции разомкнутой и замкнутой систем будут соответственно:

$$W(D) = \frac{\theta_{\text{вых}}}{\theta} = \frac{K_v}{TT_{\text{дв}}D^3 + (T + T_{\text{дв}})D^2 + D}; \quad (20\text{-}15)$$

$$\Phi(D) = \frac{\theta_{\text{вых}}}{\theta_{\text{вх}}} = \frac{K_v}{TT_{\text{дв}}D^3 + (T_{\text{дв}} + T)D^2 + D + K_v}; \quad (20\text{-}16)$$

следовательно,

$$N(D) = T_{\text{дв}}TD^3 + (T_{\text{дв}} + T)D^2 + D + K_v;$$

здесь

$$a_0 = T_{\text{дв}}T; \quad a_1 = T_{\text{дв}} + T; \quad a_2 = 1; \quad a_3 = K_v.$$

Условия устойчивости:

$$a_1a_2 - a_0a_3 > 0; \quad T_{\text{дв}} + T - TT_{\text{дв}}K_v > 0$$

или

$$K_v < \frac{1}{T_{\text{дв}}} + \frac{1}{T} = K_{\text{кр}}. \quad (20\text{-}17)$$

Если K_v не удовлетворяет последнему неравенству (т. е. $K_v > K_{\text{кр}}$), система становится неустойчивой. В данном случае будут наблюдаться колебания антенны. Амплитуда их нарастает до некоторой величины, после чего в системе установятся автоколебания.

Пример 2. Система АПЧ с двигателем при наличии фильтра с постоянной времени T (стр. 460).

Система описывается теми же передаточными функциями (20-15) и (20-16). Условие устойчивости поэтому остается прежним (20-17). При его нарушении (т. е. когда $K > K_{\text{кр}}$) система становится неустойчивой. Однако проявляется эта устойчивость несколько иначе, чем в примере 1: система «выбивается» из режима подстройки, и подстраивающее действие ее резко ослабляется.

Частотный (амплитудно-фазовый) критерий (Найквиста — Михайлова)

Критерий позволяет установить устойчивость **замкнутой** системы регулирования по амплитудно-фазовым или логарифмическим характеристикам **разомкнутой** системы. Приводимые ниже определения относятся к системам, устойчивым в разомкнутом состоянии.

Определение устойчивости по амплитудно-фазовым характеристикам

Если точка с координатами (—1, $j0$) не охватывается контуром, образованным амплитудно-фазовой характеристикой и положительной вещественной полуосью, замкнутая система устойчива, если точка (—1, j 0) расположена внутри него — система неустойчива (рис. 20-35) *.

Рис. 20-35. Использование амплитудно-фазовых характеристик для определения устойчивости следящих систем.

а — устойчивая система с передаточной функцией разомкнутой системы вида

$$W = \frac{K_v}{(T_1D+1)(T_2D+1)(T_3D+1)};$$

б — неустойчивая система с передаточной функцией того же вида; *в* — устойчивая система с передаточной функцией разомкнутой системы вида

$$W = \frac{K}{D(T_1D+1)(T_2D+1)};$$

г — неустойчивая система с передаточной функцией того же вида, *д* — неустойчивая система с передаточной функцией имеющей в знаменателе множитель D^2; *е* — устойчивая система того же вида.

В случае, когда система содержит интегрирующие звенья и амплитудно-фазовая характеристика при $\omega \to 0$ уходит в ∞, для образования замкнутого контура необходимо провести дугу окружности бесконечно большого радиуса от действительной положительной полуоси до бесконечно удаленной ветви характеристики по часовой стрелке (рис. 20-35, *в*, *е*).

* При нахождении точки — 1, $j0$ на характеристике систему целесообразно считать неустойчивой, поскольку малейшее увеличение коэффициента усиления системы приводит к тому, что эта точка будет охватываться контуром.

Амплитудно-фазовые характеристики систем, для которых передаточная функция имеет вид инерционного звена или звена 2-го порядка, ни при каком $K > 0$ не охватывают точки — 1, $j0$, поэтому они при $K > 0$ — устойчивы.

Определение устойчивости по ЛАХ и ЛФХ

Замкнутая система устойчива, если на частоте, для которой $\varphi = -\pi$ ордината ЛАХ разомкнутой системы имеет отрицательную величину. Если разомкнутая система устойчива, а ЛФХ пересекает линию $-\pi$ в нескольких точках, система будет устойчивой, когда $L(\omega) < 0$ при $\varphi = -\pi$ для самой правой из точек пересечения.

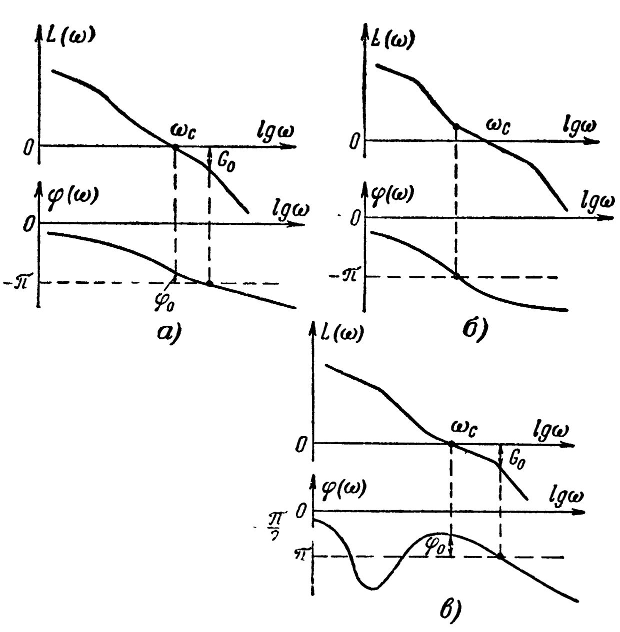


Рис. 20-36. Использование ЛАХ и ЛФХ для определения устойчивости.

а — система устойчива (G_0 и φ_0 — запас устойчивости по амплитуде и фазе); *б* — система неустойчива; *в* — система устойчива.

Частотный критерий широко используется в практике благодаря тому, что построение ЛАХ и ЛФХ разомкнутых систем обычно не вызывает затруднений. В практике пользуются понятиями запаса устойчивости, характеризующими, насколько далека амплитудно-фазовая характеристика от критической точки (—1, $j0$).

Запас устойчивости по амплитуде G_0 — количество децибел, на которое нужно увеличивать усиление на частоте, соответствующей фазовому сдвигу $\varphi = -\pi$, чтобы система потеряла устойчивость. На ЛАХ G_0 отображается отрезком между осью абсцисс и ординатой ЛАХ для частоты, соответствующей фазовому сдвигу $-\pi$.

Запас устойчивости по фазе — угол $\varphi_0 = 180° - |\varphi(\omega_c)|$, где ω_c частота среза, т. е. частота, при которой ЛАХ пересекает ось абсцисс (модуль амплитудно-фазовой характеристики равен 1). На ЛФХ φ_0 есть угол превышения фазовой характеристики над линией $\varphi = -\pi$ при частоте среза ω_c. При хорошем качестве процесса регулирования обычно выполняются условия $G_0 \geqslant 10$ *дб*; $\varphi_0 \geqslant 30$—45°.

Величины φ_0 и G_0 используются также для оценки качества регулирования.

2. Влияние корректирующих звеньев на устойчивость

Для придания системе устойчивости и необходимых динамических качеств (см. ниже) вводятся корректирующие цепи: последовательные и параллельные.

В результате введения этих цепей амплитудно-фазовая характеристика деформируется так, что система из неустойчивой превращается в устойчивую.

Последовательные корректирующие цепи

В качестве последовательных корректирующих цепей обычно используются форсирующие или интегродифференцирующие звенья. Действие форсирующего звена иллюстрируется примером.

Пример. Автоматический радиопеленгатор с учетом инерционности фазового детектора (стр. 440).

Критический коэффициент усиления до введения корректирующей цепи (стр. 441, формула 20-17):

$$K_{кр} = \frac{1}{T_{дв}} + \frac{1}{T}.$$

Если ввести форсирующее звено $W_к = T_ф D + 1$, передаточные функции разомкнутой и замкнутой системы будут соответственно:

$$W' = \frac{K_v (T_ф D + 1)}{T_{дв} T D^3 + (T_{дв} + T) D^2 + D};$$

$$\Phi' = \frac{K_v (T_ф D + 1)}{T_{дв} T D^3 + (T_{дв} + T) D^2 + D + K T_ф D + K_v}.$$

Следовательно, $N(D) = T_{дв} T D^3 + (T_{дв} + T) D^2 + (1 + K_v T_ф) D + K_v$; используя алгебраический критерий для системы 3-го порядка (стр. 441), найдем:

$$\frac{K_v}{1 + K_v T_ф} < \frac{1}{T_{дв}} + \frac{1}{T} = K_{кр}.$$

Этому неравенству можно удовлетворить при любом коэффициенте усиления K_v, выбирая $T_ф$ достаточно большим.

Соответствующие амплитудно-фазовые характеристики изображены на рис. 20-37, *а*.

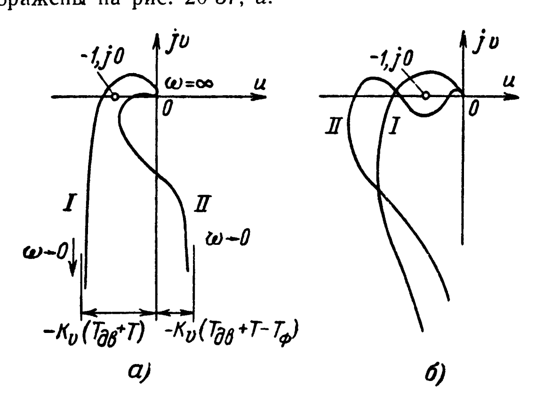


Рис. 20-37. Иллюстрация влияния корректирующих звеньев на вид амплитудно-фазовых характеристик.

а — видоизменение амплитудно-фазовой характеристики при введении последовательной коррекции (идеального форсирующего звена); $W = \frac{K_v}{D(T_{дв} D + 1)(TD + 1)}$ — передаточная характеристика без коррекции; $W = \frac{K_v (T_ф D + 1)}{D (T_{дв} D + 1)(TD + 1)}$ — с коррекцией; *б* — то же при параллельной коррекции. *I* — амплитудно-фазовые характеристики цепи без коррекции; *II* — с коррекцией.

Неудобство такой последовательной коррекции состоит в том, что

— необходимость приближения реального форсирующего звена к идеальному вынуждает выбирать отношение $K_ф = \frac{r}{R + r}$ (см. стр. 431) очень малым. Это приводит к резкой потере усиления в последовательном контуре и, следовательно, к необходимости дополнительных усилителей, доводящих общий коэффициент передачи до требуемого значения;

— при дифференцировании сильно возрастает уровень помех в системе.

Параллельные корректирующие цепи

В качестве таких цепей используются дифференцирующие, форсирующие или пропорциональные звенья, включаемые в цепь отрицательной обратной связи, охватывающей наиболее инерционные элементы системы. Пример охвата инерционного звена обратной связью см. на стр. 433. О влиянии корректирующих цепей на качество регулирования — см. также на стр. 452.

20-4. КАЧЕСТВО ПРОЦЕССА РЕГУЛИРОВАНИЯ
1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

В практике возникает необходимость оценки качества автоматических систем, т. е. степени их пригодности для эксплуатации. О качестве системы судят по следующим показателям:

— точности работы в установившихся режимах при постоянных или медленно меняющихся воздействиях;

— виду и особенностям переходных характеристик;

— точности работы при случайных возмущениях.

Выбор таких показателей качества обусловлен тем, что они:

а) позволяют оценить точность системы для воздействий, часто встречающихся в практике;

б) позволяют сформулировать удобные количественные требования к качеству процесса регулирования;

в) для многих автоматических систем эти показатели поддаются определению теоретически и экспериментально.

Характеристикой качества в установившемся режиме является ошибка $\theta = \theta_{вх} - \theta_{вых}$, которая имеет место в системе после окончания переходных процессов (т. е. после того, как собственные движения системы затухли).

Характеристиками качества системы являются также (рис. 20-38):

— вид переходной характеристики (монотонная, без выбросов, с выбросами и т. д.);

— время регулирования $t_р$ от момента подачи сигнала включения до момента, начиная с которого отличие переходной характеристики от ее установившегося значения не превосходит заранее обусловленной величины (обычно 5%),

— количество и величина отдельных выбросов (перерегулирований): Δ_1, Δ_2, ...

Характеристикой качества при действии случайных возмущений является ошибка воспроизведения, т. е. разница между полезным входным сигналом $\theta_{вх.с}$ (т. е. тем сигналом, который должна воспроизвести система) и выходным сигналом, который имеется в действительности.

Так, если на вход системы действуют полезный сигнал $\theta_{вх.с}$ и мешающий сигнал (помеха) $\theta_{вх.п}$, то ошибка воспроизведения

$$\theta_{о.в} = \theta_{вх.с} - \theta_{вых}.$$

Так как $\theta_{вых} = \Phi(D) (\theta_{вх.с} + \theta_{вх.п})$,

где $\Phi(D)=\frac{W}{1+W}$ — передаточная функция системы, то

$$\theta_{о.в}=\frac{\theta_{вх.с}}{1+W}-\frac{W}{1+W}\theta_{вх.п}=$$

$$=\Phi_{б}(D)\,\theta_{вх.с}-\Phi(D)\,\theta_{вх.п}\,(*).$$

Первая составляющая ошибки воспроизведения представляет динамическую ошибку системы, вторая — ошибку, вызванную действием помехи. Сигнал и помеха являются случайными функциями времени. Поэтому ошибка воспроизведения является также случайной функцией

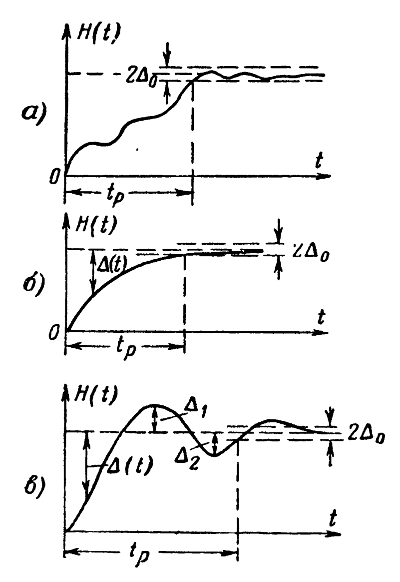


Рис. 20-38. Различные виды переходных характеристик $H(t)$.
а — немонотонная без перерегулирований; б — монотонная; в — с перерегулированиями Δ_1 и Δ_2; $t_р$ — время регулирования; $\Delta(t)$ — отклонение выходной величины от установившегося значения (динамическая ошибка); Δ_0 — отклонение от установившегося значения, при котором производится отсчет $t_р$ (обычно ±5%).

и ее выражают через одну из характеристик случайных функций. Для наиболее важных в практике случаев действия стационарных входных сигналов удобной характеристикой является среднеквадратичное значение.

С расширением полосы пропускания системы динамическая ошибка (первое слагаемое (*)) уменьшается, однако, увеличивается ошибка, вызванная действием помех (второе слагаемое $\theta_{о.в}$).

Здесь имеют место аналогичные явления, что и в приемном устройстве при изменении полосы пропускания: с расширением полосы увеличивается точность воспроизведения входного сигнала, но одновременно растет уровень шума, обусловленный действием различного рода помех.

Одна из задач синтеза систем регулирования состоит в выборе структуры и параметров, при которых обеспечивается минимально возможное значение ошибки воспроизведения (чаще всего среднеквадратического значения ошибки $\theta_{о.в}$).

2. УСТАНОВИВШИЕСЯ РЕЖИМЫ

После затухания переходных процессов система переходит в установившийся режим Показателем качества в этом режиме является точность системы при постоянных и меняющихся по определенному закону воздействиях (чаще всего вида $\theta_{вх}=at^k$, где a — постоянная, а $k=1$, 2, 3).

Постоянные воздействия (или возмущения)

Установившаяся ошибка θ_0 при постоянном воздействии (возмущении) находится с помощью соответствующей передаточной характеристики, в которой следует положить $D=0$.

Постоянное входное воздействие $\theta_{вх0}$

Согласно общему выражению для ошибки [формула (20-11), стр. 437]

$$\theta_0=\Phi_\theta(D)\theta_{вх0}\Big|_{D=0}=\frac{1}{1+W(0)}\theta_{вх0}.$$

В статической системе $W(0)=K$ — коэффициент передачи разомкнутой системы. Поэтому в такой системе устанавливается **ошибка** (рис. 20-39, *а*)

$$\theta_0=\frac{\theta_{вх0}}{1+K}.$$

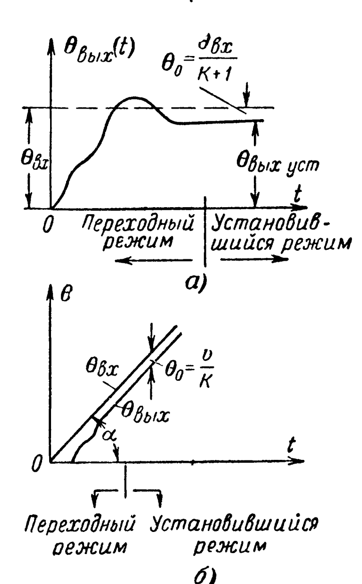


Рис. 20-39. Переходный процесс и установившаяся ошибка в статической и астатической системах при различных входных воздействиях.
а — для статической системы при постоянном входном воздействии; установившаяся ошибка θ_0; б — для системы с астатизмом 1-го порядка при линейном нарастании входного сигнала; установившаяся ошибка θ_0.

Относительная ошибка $s=\frac{\theta_0}{\theta_{вх0}}=\frac{\theta_{вх0}-\theta_{вых0}}{\theta_{вх0}}=$ $=\frac{1}{1+K}$ называется статизмом системы. Чем выше K, тем меньше ошибка, тем точнее система.

В астатической системе (стр. 437) в установившемся режиме

$$\frac{\theta_{вых0}}{\theta_{вх0}}=\Phi(D)\Big|_{D=0}=\frac{M(D)}{D^kR_1(D)+M(D)}\Big|_{D=0}=1.$$

Следовательно, $\theta_{вх} = \theta_{вх0}$ и $\theta_0 = 0$. Астатическая система в установившемся режиме при постоянном входном воздействии не дает ошибки.

Постоянное воздействие на регулируемый объект

При воздействии на регулируемый объект возмущения $П$ возникает рассогласование [формула (20-14), стр. 438]

$$\theta(t) = -\frac{ПF_п(D)}{1 + F(D)B(D)}.$$

В установившемся режиме при постоянном воздействии $П_0$ ошибка

$$\theta_0 = -\frac{П_0 F_п(0)}{1 + F(0)B(0)}.$$

Наиболее интересен в практике случай, когда $F_п$ и F отличаются только множителем (стр. 438): $F_п(D) = K_п F(D)$ (воздействие приложено ко входу объекта). Для этого случая

$$\theta_0 = -\frac{П_0 K_п F(0)}{1 + F(0)B(0)}.$$

Ошибка равна нулю только в том случае, если звенья $B(D)$, **предшествующие** объекту, содержат хотя бы **одно интегрирующее звено.** Действительно, при этом

$$B(D) = \frac{M_в(D)}{D^k R_в(D)};$$

$$M_в(0) \neq 0; \quad R_в(0) \neq 0;$$

$$B(0) = \infty \quad и \quad \theta_0 = 0.$$

Постоянное воздействие на входе системы $\theta_{п1}$

В этом случае (стр. 437)

$$\theta(t) = \Phi_{\theta/\theta_{п1}} \theta_{п1} = -\frac{W}{1 + W}\theta_{п1}.$$

В установившемся режиме:

для **статической системы**

$$\theta_0 = -\frac{K}{K + 1}\theta_{п1}.$$

При достаточно большом K $\theta_0 \approx -\theta_{п1}$, и система имеет ошибку, практически равную внешнему воздействию;

для **астатической системы**

$$W = \frac{M(D)}{D^k R_1(D)}.$$

Следовательно,

$$\theta(t) = -\frac{\frac{M}{D^k R_1}}{1 + \frac{M}{D^k R_1}}\theta_{п1} = -\frac{M}{D^k R_1 + M}\theta_{п1}.$$

При $D \to 0$ (в установившемся режиме)

$$\theta_0 = -\theta_{п1}.$$

Воздействие, приложенное ко входу, вызывает равное, но противоположное по знаку рассогласование.

Пример 1. Система АПЧ с однозвенным или двухзвенным фильтром (стр. 439). Для такой системы

$$W(D) = \frac{K}{TD + 1} \quad и \quad W(D) = \frac{K}{T_1 T_2 D^2 + (T_1 + T_2 + T_c)D + 1}.$$

Система является **статической,** так как не содержит интегрирующих звеньев.

При отклонении частоты сигнала на величину Δf_c промежуточная частота отклоняется от номинального значения на величину $\Delta f_0 = \frac{1}{1+K}\Delta f_c = \frac{1}{K_п}\Delta f_c$. Величина $K_п = 1 + K = 1 + K_д K_у$ называется коэффициентом автоподстройки (обычно 10—50).

При изменении температурных условий частота гетеродина отклоняется на $\Delta f_{г.п}$ (стр. 438). Поэтому изменится промежуточная частота (возникнет рассогласование)

$$\Delta f_0 = -\frac{\Delta f_{г.п}}{1 + W(D)} = -\frac{K_t \Delta t}{1 + K} = -\frac{\Delta f_{г.п}}{1 + K},$$

причем $\Delta f_0 \ll \Delta f_г$ ($\Delta t°$ — изменение температуры, K_t — уход частоты гетеродина при изменении t на 1° С).

В результате внешних воздействий изменяется переходная частота дискриминатора на $\Delta f_д$. Это эквивалентно добавлению ко входу системы той же величины $\Delta f_д$. В результате в замкнутой системе изменится промежуточная частота на величину (возникнет рассогласование)

$$\Delta f_0 = -\frac{K}{1 + K}\Delta f_д \approx -\Delta f_д.$$

Таким образом, при нестабильности переходной частоты дискриминатора возникают отклонения промежуточной частоты, примерно равные $\Delta f_д$ и значительно бо́льшие, чем при нестабильности гетеродина.

Пример. 2. Автоматический радиопеленгатор (стр. 440) — система астатическая, так как содержит одно интегрирующее звено:

а) при изменении выходного угла $\theta_{вх}$ остаточная ошибка в установившемся режиме равна нулю;

б) при действии ветра $П_в$ на антенну возникает ошибка (стр. 439).

$$\theta_0 = -\left.\frac{П_в K_п K_{дв}}{D(T_{дв}D + 1) + K_v}\right|_{D=0} = -\frac{K_в П_в}{K_v}.$$

Ошибка пропорциональна силе ветра и обратно пропорциональна коэффициенту усиления по скорости. Заметим, что эта ошибка не зависит от числа и постоянных времени инерционных звеньев, предшествующих двигателю.

Воздействие, изменяющееся по линейному закону

Постоянной отличной от нуля ошибкой при таком воздействии характеризуется система с астатизмом 1-го порядка, для которой передаточная функция разомкнутой системы имеет вид:

$$W(D) = \frac{M(D)}{DR_1(D)} = \frac{\theta_{вых}(t)}{\theta(t)}.$$

Если $\theta_{вх}$ изменяется по линейному закону с постоянной скоростью $v_{вх}$, то для указанной системы в установившемся режиме выходная величина изменяется с той же скоростью

и в системе имеется постоянное рассогласование, т. е. ошибка (см. рис. 20-39, *б*).

$$\theta_0 = \frac{v_{вх}}{K_v},$$

где $K_v = \frac{M(0)}{R_1(0)}$ [1/*сек*]

— **коэффициент передачи системы** (называемый также добротностью или коэффициентом усиления по скорости). Величина K_v равна произведению коэффициентов передачи всех звеньев, т. е. коэффициенту передачи разомкнутой системы. По величине K_v можно судить о том, какова будет скорость изменения выходного сигнала, если на вход разомкнутой системы подать единичный сигнал. Например, если следящая система имеет $K_v = 50$ 1/*сек*, то при рассогласовании в 1° скорость вращения двигателя при разомкнутой цепи обратной связи будет равна 50°/*сек*. Рассогласование θ_0 называют иногда **скоростной ошибкой системы.**

Пример. Автоматический радиопеленгатор (стр. 440). Передаточная функция разомкнутой системы

$$W(D) = \frac{\theta_{вых}}{\theta} = \frac{K_v}{D(T_{дв}D + 1)};$$

$$M(D) = K_v \text{ — коэффициент передачи системы;}$$

$$R_1(D) = T_{дв}D + 1.$$

Следовательно, $D\theta_{вых}(T_{дв}D + 1) = K_v\theta$.

Но $D\theta_{вых} = \frac{d}{dt}\theta_{вых} = v_{вых}$ — скорость изменения выходного угла (поворота антенны пеленгатора). Следовательно, $v(T_{дв}D + 1) = K_v\theta$.

Для установившегося режима $D = 0$; $v = v_{вых}$;

$$\theta_0 = \frac{v_{вых}}{K_v}.$$

Так как между входной и выходной величинами имеется постоянная ошибка θ_0, то и входная величина изменяется с той же скоростью (рис. 20-39), т. е. $v_{вх} = v_{вых}$, так что

$$\theta_0 = \frac{v_{вх}}{K_v}.$$

Тот же результат можно получить проще, записав выражение для

$$\theta = \frac{\theta_{вх}}{1 + W} = \frac{D\theta_{вх}}{D(1 + W)} = \frac{D\theta_{вх}}{DW} = \frac{v_{вх}}{M(D)R_1(D)}$$

(скорость изменения постоянной величины — единицы равна нулю, т. е. $D1 = \frac{d1}{dt} = 0$).

В установившемся режиме $D = 0$ и $\theta_0 = \frac{v_{вх}}{K_v}$.

Полученный результат имеет простой физический смысл. Пусть пеленгатор следит за радиостанцией, установленной на самолете, летящем по окружности с центром в точке установки пеленгатора. Тогда последний будет указывать положение самолета с постоянной ошибкой θ_0. Именно благодаря этой ошибке на якоре двигателя будет иметь место напряжение, приводящее в движение антенну, в результате чего последняя следит за самолетом. Чем больше коэффициент передачи системы K_v, тем при меньшем угле рассогласования θ_0 будет достигнуто напряжение, необходимое для обеспечения данной скорости вращения якоря двигателя. Чем выше угловая скорость движения $v_{вх}$ самолета, тем при данном K_v больше скорость вращения якоря двигателя, тем, следовательно, должна быть больше ошибка θ_0.

Система с астатизмом 2-го порядка не имеет скоростной ошибки. Установившаяся ошибка возникает, если входная величина изменяется с ускорением. При квадратичном законе (равноускоренное движение) эта ошибка будет постоянной.

3. Переходные (неустановившиеся) режимы

Неустановившиеся режимы принято оценивать по виду переходной характеристики $H(t)$. Для систем, описываемых передаточными функциями звеньев инерционного и 2-го порядков, пользуются стандартными графиками (рис. 20-14, *ж* и 20-16, *з*),

Пример. Построение переходной характеристики для системы АПЧ с двухзвенным фильтром.

Замкнутая система описывается передаточной функцией

$$\Phi(D) = \frac{K_э}{\tau^2D^2 + 2\zeta\tau D + 1},$$

где $K_э$, τ и ζ выражаются через параметры системы (см. стр. 440). По известной величине ζ выбирается кривая из стандартного графика на рис. 20-16, *з*, которая затем перестраивается в необходимом масштабе.

Для более сложных систем переходный процесс определяется приближенными методами, в частности методом трапецеидальных характеристик [1]. Последний основан на интегральном соотношении, связывающем переходную характеристику $H(t)$ с вещественной частотной характеристикой $P(\omega)$ замкнутой системы

$$H(t) = \frac{2}{\pi}\int_0^\infty \frac{P(\omega)\sin\omega t}{\omega}\,d\omega. \qquad (20\text{-}18)$$

На основе связи $H(t)$ и $P(\omega)$, выражаемой равенством (20-18), можно сформулировать следующие положения:

1. При изменении величины $P(\omega)$ в некоторое количество раз $H(t)$ изменяется во столько же раз.

2. При увеличении (уменьшении) масштаба частот характеристики $P(\omega)$ в некоторое количество раз, во столько же раз уменьшается (увеличивается) масштаб времени переходной характеристики $H(t)$. Отсюда следует: чем шире полоса частот, в пределах которой $P(\omega)$ имеет еще существенную величину, тем быстрее протекают переходные процессы.

3. Переходная характеристика для $P(\omega)$ может быть получена путем разбиения $P(\omega)$ на отдельные слагаемые $P_1(\omega)$, $P_2(\omega)$, и т. д. и суммирования переходных характеристик, найденных для каждого из этих слагаемых.

4. Участок действительной частотной характеристики для частот, начиная с которых $\frac{P(\omega)}{P(0)} < 0{,}1$, можно отбросить (т. е. считать для этих частот $P(\omega) = 0$).

5. Близким действительным частотным характеристикам соответствуют близкие переходные характеристики. Это свойство может быть облечено в более строгую математическую форму, устанавливающую количественные соотношения между приближениями для частотных и временных характеристик.

6. Величина $P(0)$ равна пределу, к которому стремится переходная характеристика при $t \to \infty$. Это гово-

[1] Предложен В. В. Солодовниковым.

рит о том, что для астатической системы $P(0) = 1$; для статической $P(0) = \frac{K}{1+K}$.

Свойства 3, 4 и 5 позволяют заменить частотную характеристику $P(\omega)$ близкой по форме, но более простой, например состоящей из прямолинейных отрезков, и разбить затем полученную фигуру на более простые.

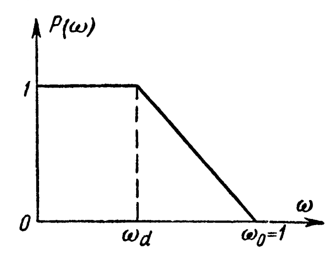


Рис. 20-40. Стандартная характеристика $P(\omega)$, для которой составлены таблицы h-функций $[h(\tau)]$.

При использовании метода трапецеидальных характеристик исходную кривую $P(\omega)$ заменяют отдельными трапециями так, чтобы в сумме получалась фигура, близкая к исходной.

Для частотной характеристики $P(\omega)$, имеющей вид трапеции с определенным наклоном стороны $\varkappa = \frac{\omega_d}{\omega_0}$ и $\omega_0 = 1$ (рис. 20-40) при $P(0) = 1$, составлены таблицы стандартных переходных функций (h-функций), соответствующих элементарным трапециям с различными параметрами $\varkappa$ (табл. 20-1). Таблица построена в зависимости от $\tau = \omega_0 t$ путем вычисления интеграла (20-18). Для каждой из полученных при разбивке $P(\omega)$ трапеций необходимо сделать пересчет масштабов:

— по оси ординат в $P(\omega)$ раз;

— по оси времени «растянуть» (при $\omega_0 > 1$) или «сжать» (при $\omega_0 < 1$) во столько раз, какова величина ω_0.

Действительное время t и табличное время τ h-функций связаны соотношением $t = \frac{\tau}{\omega_0}$.

Проделав указанную операцию для каждой из трапеций и суммируя полученные кривые, находим результирующую переходную характеристику, соответствующую исходной частотной характеристике $P(\omega)$. Вещественная частотная характеристика $P(\omega)$ **замкнутой системы** находится по логарифмическим амплитудной и фазовой характеристикам разомкнутой системы путем использования номограммы (рис. 20-42). Методика построения $H(t)$ рассматривается на примере.

Пример. Автоматический пеленгатор при наличии фильтра (стр. 440).

Передаточная характеристика разомкнутой системы

$$W(D) = \frac{\theta_{вых}}{\theta} = \frac{K_v}{D(T_{дв}D + 1)(TD + 1)}.$$

Примем $K_v = 15$ $1/сек$; $T_{дв} = 0{,}02$ $сек$; $T = RC = 0{,}01$ $сек$ — постоянная времени фильтра.

Построение переходной характеристики состоит из следующих этапов:

1. **Построение ЛАХ и ЛФХ** разомкнутой системы по заданной $W(D)$ (рис. 20-41).

ЛАХ. На частоте $\omega = 1$ откладывается величина $20 \lg K_v = 20 \lg 15 = 23{,}4$ *дб* (или на оси частот величина

Таблица 20-1

Таблица h-функций

τ	$\varkappa$										
	0	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1
0	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000
0,5	0,138	0,176	0,192	0,207	0,223	0,240	0,255	0,267	0,282	0,297	0,314
1	0,310	0,340	0,371	0,401	0,432	0,461	0,490	0,519	0,547	0,575	0,603
2	0,572	0,628	0,683	0,732	0,786	0,833	0,878	0,919	0,956	0,991	1,020
3	0,755	0,828	0,896	0,958	1,013	1,061	1,100	1,130	1,154	1,169	1,178
4	0,857	0,938	1,008	1,060	1,110	1,142	1,158	1,163	1,156	1,141	1,118
5	0,896	0,978	1,042	1,087	1,112	1,118	1,107	1,084	1,053	1,019	0,986
6	0,903	0,982	1,037	1,065	1,068	1,051	1,021	0,984	0,949	0,922	0,906
7	0,904	0,979	1,024	1,037	1,023	0,993	0,957	0,927	0,911	0,909	0,925
8	0,910	0,985	1,020	1,021	0,998	0,966	0,941	0,932	0,944	0,970	1,004
9	0,924	0,997	1,025	1,018	0,992	0,970	0,961	0,976	1,006	1,039	1,061
10	0,939	1,009	1,031	1,019	0,993	0,982	0,993	1,020	1,049	1,063	1,056
11	0,947	1,015	1,031	1,014	0,993	0,993	1,014	1,039	1,048	1,034	1,005
12	0,950	1,015	1,024	1,004	0,988	0,997	1,019	1,027	1,015	0,984	0,958
13	0,950	1,012	1,015	0,994	0,985	0,997	1,012	1,005	0,980	0,955	0,955
14	0,952	1,011	1,009	0,988	0,985	1,000	1,008	0,987	0,965	0,966	0,990
15	0,956	1,012	1,007	0,988	0,991	1,005	1,002	0,983	0,978	1,001	1,030
16	0,961	1,015	1,006	0,991	0,998	1,011	1,000	0,990	1,003	1,031	1,039
17	0,965	1,016	1,005	0,991	1,005	1,012	0,999	0,999	1,020	1,032	1,012
18	0,966	1,015	1,002	0,995	1,008	1,008	0,997	1,004	1,020	1,008	0,979
19	0,967	1,015	0,998	0,995	1,006	1,001	0,993	1,004	1,006	0,981	0,956
20	0,967	1,013	0,995	0,995	1,005	0,996	0,992	1,003	0,991	0,972	0,985
21	0,968	1,011	0,994	0,997	1,004	0,995	0,997	0,999	0,983	0,981	1,016
22	0,971	1,011	0,995	1,000	1,004	0,996	1,000	0,997	0,991	1,012	1,029
23	0,974	1,011	0,996	1,004	1,003	0,998	1,006	0,997	1,002	1,025	1,016
24	0,975	1,010	0,996	1,005	1,002	1,000	1,008	0,999	1,008	1,015	0,988
25	0,975	1,008	0,995	1,005	1,000	1,000	1,004	1,001	1,005	0,991	0,975
26	0,975	1,007	0,995	1,004	0,997	1,000	1,000	1,002	1,002	0,984	0,983

$K_v = 15$ 1/*сек*) и через полученную точку проводится прямая с наклоном — 20 *дб/дек* (это соответствует интегрирующему звену $\frac{K_v}{D}$). После 1-й частоты сопряжения $\frac{1}{T_{дв}} = 50$ 1/*сек*, вследствие наличия инерционного звена наклон ЛАХ увеличивается еще на —20 *дб/дек* и будет составлять — 40 *дб* на декаду. После 2-й частоты сопря-

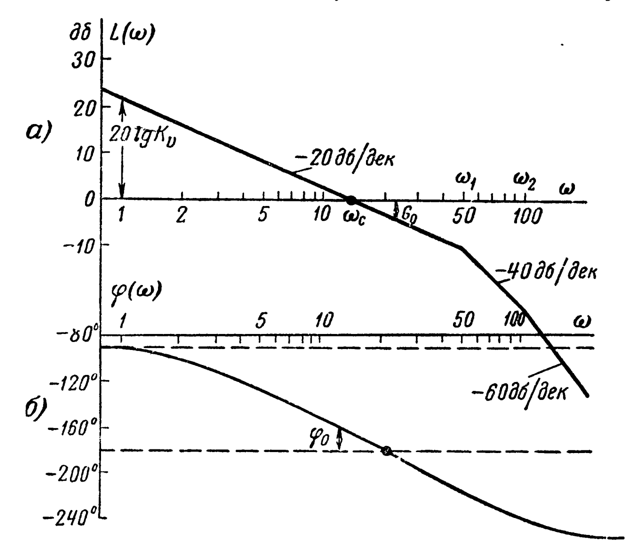


Рис. 20-41. ЛАХ и ЛФХ разомкнутой системы с передаточной функцией.

$$W(D) = \frac{K_v}{D(T_{дв}D+1)(TD+1)} \cdot \frac{15}{D(0{,}02D+1)(0{,}01D+1)};$$

$\omega_1 = \frac{1}{T_{дв}} = 50$ 1/*сек*, $\omega_2 = \frac{1}{T} = 100$ 1/*сек* — частоты сопряжений, G_0 — запас устойчивости по амплитуде (5 *дб*); φ_0 — запас устойчивости по фазе (18°); ω_c — частота среза (12 1/*сек*).

жения $\frac{1}{T} = 100$ 1/*сек* наклон ЛАХ вследствие наличия 2-го инерционного звена увеличивается до — 60 *дб* на декаду.

ЛФХ. Фазовая характеристика строится путем добавления к прямой $-\frac{\pi}{2}$ (фазовый сдвиг интегрирующего звена) фазовых характеристик двух инерционных звеньев. Суммарная ЛФХ при $\omega \to \infty$ стремится к прямой $-\frac{3}{2}\pi$.

2. **Построение** $P(\omega)$. Для выбранной частоты ω по известным ЛАХ и ЛФХ $L(\omega)$ и $\varphi(\omega)$ с помощью номограммы рис. 20-42 находится точка $P(\omega)$. Так, для частоты $\omega = 5$ 1/*сек* $L(5) = +8$ *дб*; $\varphi(5) = -125°$. На номограмме этим данным соответствует точка A (5), лежащая на кривой P с индексом 1,1 (т. е. $P(5) = 1{,}1$). Для $\omega = 40$ 1/*сек* $L(40) = -10$ *дб*; $\varphi(40) = -204°$; точка A (40) лежит вблизи кривой с индексом —0,4, т. е. $P(40) = -0{,}35$ и т. д. Так, по точкам построена кривая $P(\omega)$ (рис. 20-43,*а*).

3. **Разбиение** $P(\omega)$ **на трапеции** (рис. 20-43,*б*) производится каждый раз в соответствии с видом кривой $P(\omega)$. В данном случае $P(\omega)$ можно изобразить четырьмя отрезками прямых. Полученная фигура является суммой трапеций $I + II + III + IV$. Характерные частоты $\omega_I = 10$ 1/*сек*; $\omega_{II} = 20$ 1/*сек*; $\omega_{III} = 40$ 1/*сек*; $\omega_{IV} = 100$ 1/*сек*.

В результате сложения всех трапеций образуется фигура, близкая к исходной действительной частотной характеристике $P(\omega)$ (на рис. 20-43, *а* показана пунктиром).

4. **Нахождение переходной характеристики** $H(t)$ (рис. 20-43, *в, г*).

Строятся переходные характеристики для каждой из трапеций: $h_I(\tau)$; $h_{II}(\tau)$; $h_{III}(\tau)$; $h_{IV}(\tau)$.

Трапеция I.

$$\varkappa = \frac{\omega_I}{\omega_{II}} = \frac{10}{20} = 0{,}5.$$

По таблице h-функций находим колонку $\varkappa = 0{,}5$ и выписываем зависимость $h_I(\tau)$. Затем изменяем масштабы: по оси ординат — растягиваем в $P_I(0) = 2{,}64$ раза и по оси времени — сжимаем в $\omega_{II} = 20$ раз. В результате находим $H_I(t)$. При $t \to \infty$, $H_I(t) \to 2{,}64$.

Трапеция II. $\varkappa_{II} = \frac{0}{\omega_I} = 0$ (первая колонка h-функций). Величины h_{II} этой колонки увеличиваем в $P_{II}(0) = -0{,}44$ раза; по оси времени сжимаем масштаб в $\omega_I = 10$ раз. В результате получаем $H_{II}(t)$.

Трапеция III.

$$\varkappa_{III} = \frac{\omega_{II}}{\omega_{III}} = \frac{20}{40} = 0{,}5.$$

По оси ординат данные $h(\tau)$ для колонки $\varkappa = 0{,}5$ умножаем на —0,8; по оси абсцисс данные τ делим на $\omega_{III} = 40$. Находим $H_{III}(t)$.

Трапеция IV.

$$\varkappa_{IV} = \frac{\omega_{III}}{\omega_{IV}} = \frac{40}{100} = 0{,}4.$$

По оси ординат данные для $h(\tau)$ умножаем на —0,4; по оси абсцисс данные времени τ делим на 100. Находим $H_{IV}(t)$.

Для получения **переходной характеристики** $H(t)$ суммируем полученные кривые:

$$H(t) = H_I(t) + H_{II}(t) + H_{III}(t) + H_{IV}(t).$$

В данной системе имеет место значительное перерегулирование (около 70%) и сравнительно большое время регулирования $t_p = 0{,}5$ *сек* (отсчитывается на уровне, отличающемся на $\pm 5\%$ от установившегося).

При $t \to \infty$ характеристика $H(t)$ стремится к $P(0) = 1$. Этого следовало ожидать, поскольку система является астатической.

4. Влияние корректирующих устройств на качество процесса регулирования. Элементы синтеза линейных систем

Связь качества регулирования с характеристиками разомкнутых систем

Если качество процесса регулирования для заданных параметров не удовлетворяет поставленным требованиям (например, велико t_p, Δ_1, Δ_2 и т. д.), то в систему вводят дополнительные корректирующие элементы и выбирают их характеристики так, чтобы удовлетворить этим требованиям.

Подбор параметров корректирующих элементов проводится путем использования ЛАХ и ЛФХ разомкнутой системы. Для наиболее часто встречающихся в практике минимально фазовых систем [1] достаточно использовать

[1] Минимально-фазовыми называются системы, для которых действительные значения корней уравнений $M(D) = 0$ и $R(D) = 0$ [$M(D)$ — числитель и $R(D)$ — знаменатель передаточной функции разомкнутой системы] неположительны. К этому типу относятся все рассмотренные ранее динамические звенья. Примером неминимально фазовой системы является, например, мостиковая цепь с R и C элементами.

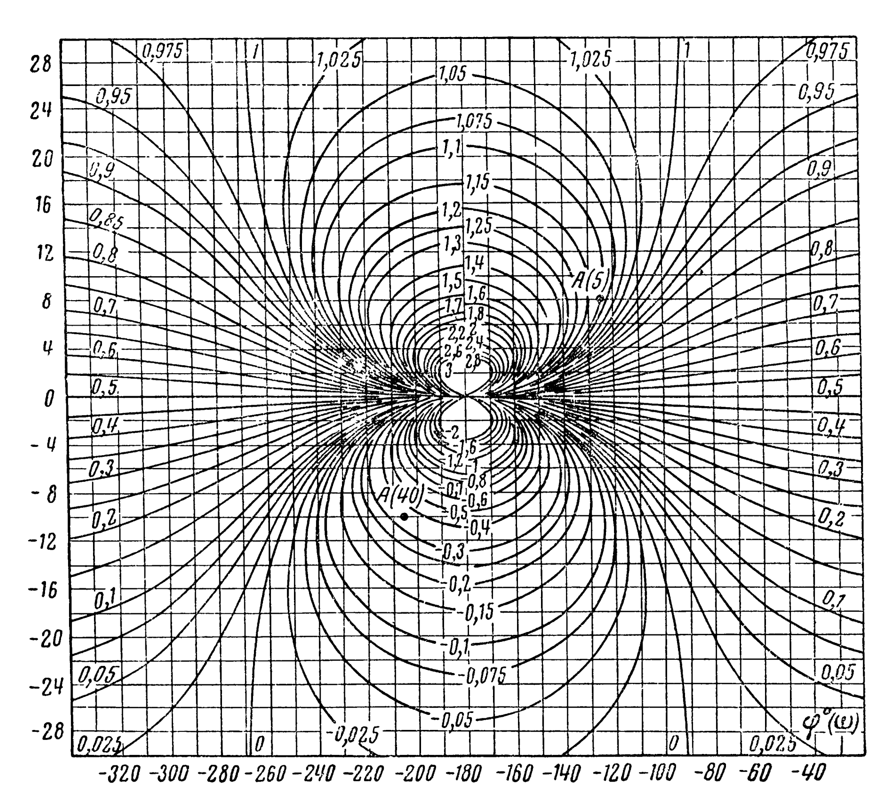


Рис. 20-42. Номограмма для пересчета ЛАХ и ЛФХ разомкнутой системы в действительную частотную характеристику $P(\omega)$ замкнутой системы [точки A (5) и A (40) соответствуют частотам $\omega=5$ 1/*сек* и $\omega = 40$ 1/*сек*].

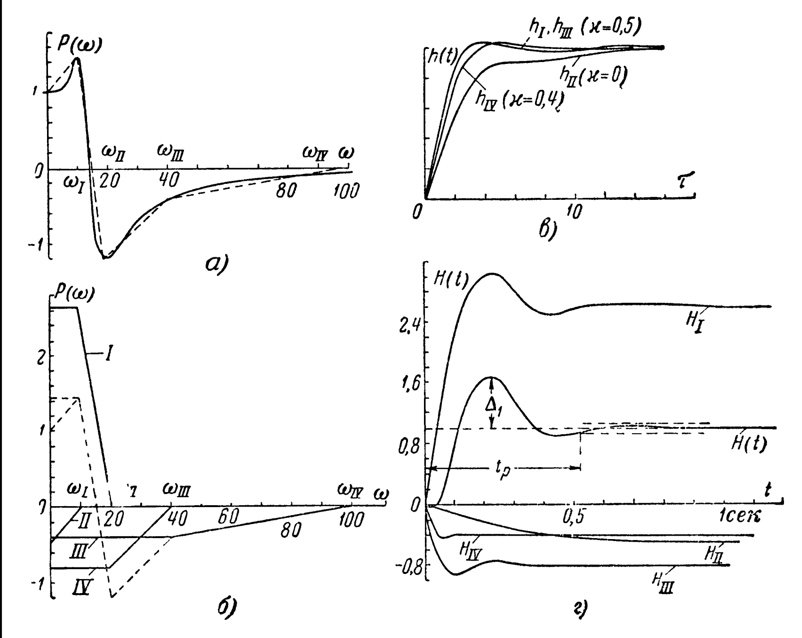


Рис. 20-43. Построение переходной характеристики системы.

а — действительная частотная характеристика, построенная согласно номограмме (пунктиром обозначена приближенная характеристика), *б* — разбиение действительной частотной характеристики $P(\omega)$ на трапецеидальные $I - IV$ (пунктирная фигура — приближенная характеристика), *в* — h-функции для трапеций $h_I - h_{IV}$; *г* — построение суммарной (переходной) характеристики $H(t) = H_I(t) + H_{II}(t) + H_{III}(t) + H_{IV}(t)$ (характеристики $H_I, H_{II}, H_{III}, H_{IV}$ построены путем пересчета масштабов характеристик $h_I - h_{IV}$).

только ЛАХ разомкнутой системы, поскольку ЛАХ и ЛФХ в таких системах связаны определенной зависимостью.

При подборе корректирующих цепей сначала строится желаемая ЛАХ (т. е. такая ЛАХ, для которой переходная характеристика имеет благоприятную форму и заданное t_p). Затем путем вычитания желаемой ЛАХ из действительной находят ЛАХ корректирующей цепи, по которой затем определяют вид и параметры этой цепи. Решающее влияние на характер переходного процесса имеет вид ЛАХ на **средних частотах** вблизи частоты среза ω_c.

Установлено, что благоприятное протекание переходного процесса имеет место только в том случае, если ЛАХ вблизи ω_c имеет наклон —20 *дб* на декаду, причем длина этого участка должна быть порядка одной декады.

Низкочастотный участок ЛАХ определяет поведение системы в установившемся режиме. В астатической системе наклон ЛАХ на этих участках —20 k (k — порядок астатизма); в статической $k = 0$ и наклон 0 *дб* на декаду.

Высокочастотный участок (при $\omega >> \omega_c$) существенного влияния на переходную характеристику не оказывает; он определяет характер прохождения высокочастотных составляющих.

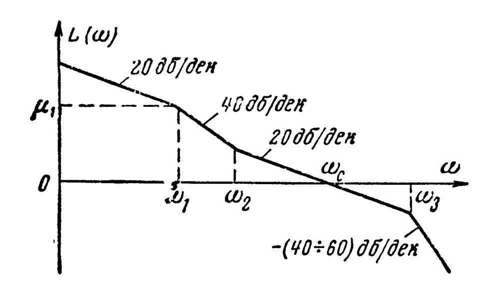


Рис. 20-44. Типовая ЛАХ автоматической системы, для которой построены номограммы.

Для подбора желаемой ЛАХ имеются номограммы, справедливые для ЛАХ типа изображенной на рис. 20-44. Однако эти номограммы (рис. 20-45) дают также приемлемые результаты для статических систем и астатических систем с наклоном ЛАХ на участке $\omega_1 — \omega_2$ —60 *дб* на декаду. Номограммы (рис. 20-45) позволяют определить следующие данные (рис. 20-46):

t_p — время регулирования (отсчет на уровне 0,95 от установившегося значения);
t_y — время достижения первого выброса;
H_m — максимальное значение первого выброса;
Φ_m, ω_m — величину максимума амплитудно-частотной характеристики замкнутой системы и частоту, на которой он достигается.

На номограммах некоторые показатели отнесены к частоте ω_c. Подбор желаемой ЛАХ требует определенных навыков.

Для грубых прикидок используются следующие соотношения: $t_p \approx \frac{3 \div 6}{\omega_c}$; желательное отношение частот $2 \leqslant \frac{\omega_3}{\omega_c} \leqslant 4$; протяженность участка вблизи ω_c должна быть возможно большей и иметь порядок одной декады. Путем нескольких проб с учетом приведенных соотношений выбирается желаемая ЛАХ и находятся параметры корректирующего звена.

Пример. Дана система с передаточной функцией (рис. 20-47)

$$W(D) = \frac{K_v}{D(T_{дв}D + 1)(TD + 1)};$$

$$K_v = 70\ 1/сек;\ T_{дв} = 0,1\ сек;\ T = 0,02\ сек.$$

Требуется подобрать корректирующую цепь, при которой время регулирования $t_p = 0,3$ *сек*, а $H_m \leqslant 1,3$; $t_p \leqslant 2t_y$.

При данных параметрах система неустойчива, так как

$$K_{кр} = \frac{1}{T_{дв}} + \frac{1}{T} = 10 + 50 = 60 < K_v.$$

Выбираем

$$\omega_c = 4/t_p = 13,4\ 1/сек.$$

Соотношение $\omega_3/\omega_c \leqslant 4$ определит ориентировочное значение $\omega_3 \leqslant 4\omega_c$. Выберем $\omega_3 = 4\omega_c = 53,5$; $\omega_2 = 4\ 1/сек$; $\omega_3 = 50\ 1/сек$ (длина участка $\omega_2 — \omega_3$ несколько больше декады). Сопрягаем участок $\omega_2 — \omega_3$ с низкочастотным участком прямой с наклоном —40 *дб* на декаду (целесообразно строить желаемую ЛАХ так, чтобы наклон соседних участков отличался на 20—40 *дб/дек*. Это облегчает подбор корректирующих цепей). Таким образом, определится $\mu_1 = 40$ *дб* и $\omega_1 = 0,8\ 1/сек$. По номограмме (рис. 20-45), соответствующей отношению $\omega_3/\omega_c = 4$ для $\mu_1 = 40$ *дб* и $\frac{\omega_1}{\omega_c} = \frac{0,8}{13} = 0,061$, находим:

$$\frac{\omega_c t_y}{10} = 0,3;\quad \frac{\omega_c t_p}{10} = 0,42;\quad \omega_m/\omega_c = 0,5,$$

$$H_m = 1,18;\quad \Phi_m = 1,2.$$

Отсюда

$$t_y = \frac{3}{13} = 0,21\ сек;\ t_p = 0,36\ сек;\ \omega_m = 0,5 \cdot 13 = 6,5\ 1/сек.$$

Переходная характеристика удовлетворяет поставленным требованиям, и полученная ЛАХ может быть принята за желаемую. Разность между действительной и желаемой ЛАХ дает ЛАХ корректирующей цепи: $L_{корр} = L(\omega) — L_ж(\omega)$. Иллюстрация построения этих ЛАХ для данного примера дана на рис. 20-47.

Корректирующие цепи

Используются: а) последовательные и б) параллельные корректирующие цепи.

Последовательные цепи

Наиболее употребительны: форсирующее звено (рис. 20-21), интегрирующий контур (рис. 20-48), интегродифференцирующий контур (рис. 20-49).

Пример. (продолжение предыдущего примера). Наиболее близкой к ЛАХ корректирующей цепи является ЛАХ интегродифференцирующего контура.

Согласно рис. 20-47 и 20-49 имеем:

$$\tau_1 = R_1C_1 = \frac{1}{\omega_2} = \frac{1}{4} = 0,25\ сек;$$

$$\tau_2 = R_2C_2 = \frac{1}{\omega_{дв}} = T_{дв} = 0,1\ сек;\quad T_1 = \frac{1}{\omega_1} = \frac{1}{0,8} =$$

$$= 1,25\ сек;\ T_2 = \frac{1}{\omega_3} = 0,02\ сек.$$

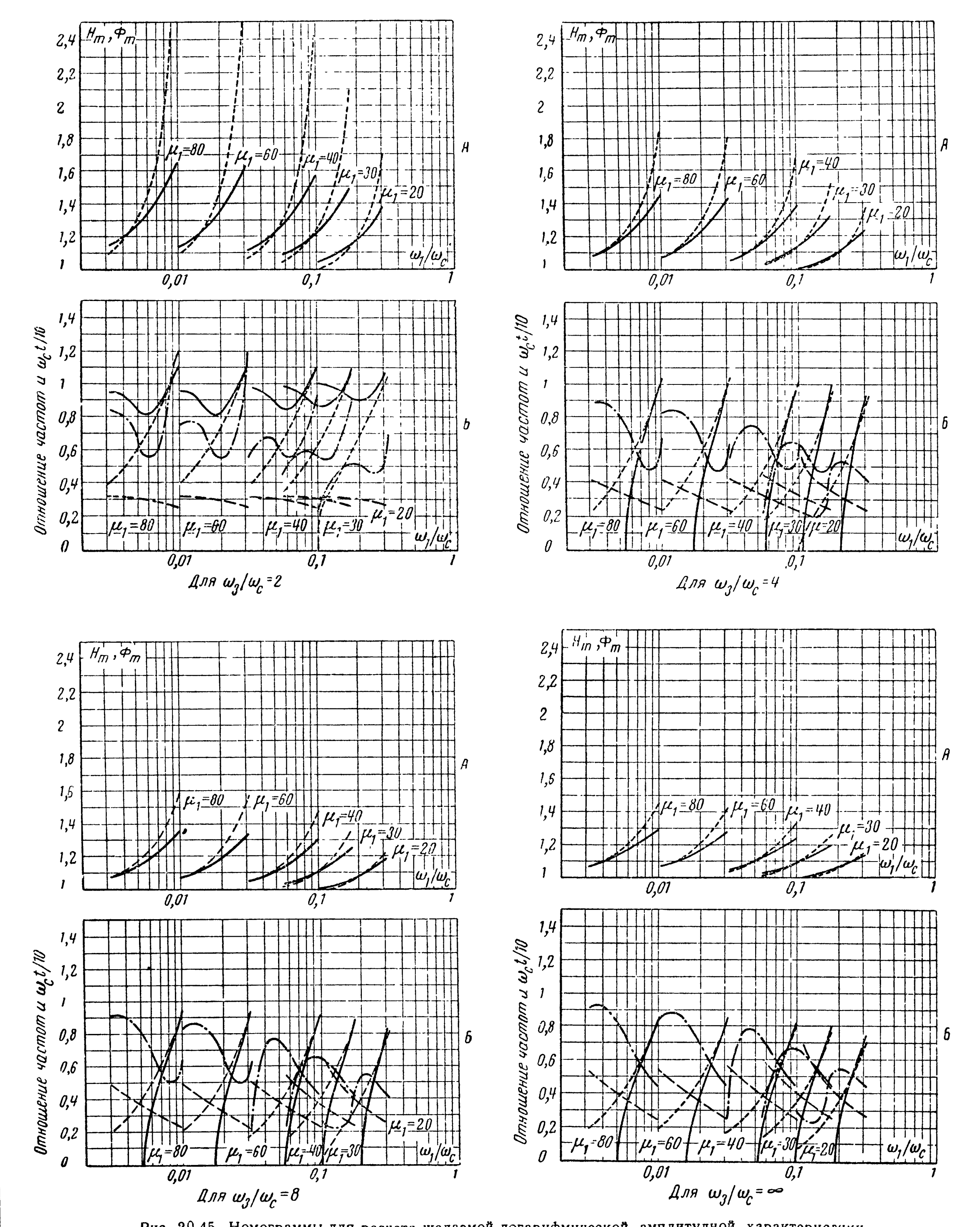


Рис. 20-45. Номограммы для расчета желаемой логарифмической амплитудной характеристики. Номограммы построены для различных отношений ω_3/ω_c при условии, что наклон характеристики между ω_1 и ω_2 составляет -40 *дб* на декаду, и для частот выше ω_3 -60 *дб/дек*. ω_t — угловая частота колебаний на переходной характеристике.

А: ——— H_m; – – – – – Φ_m; *Б*: ——— ω_t/ω_c; . . . . . ω_m/ω_c; – – – – – $\omega_c t_y/10$; —.—.—. $\omega_c t_p/10$.

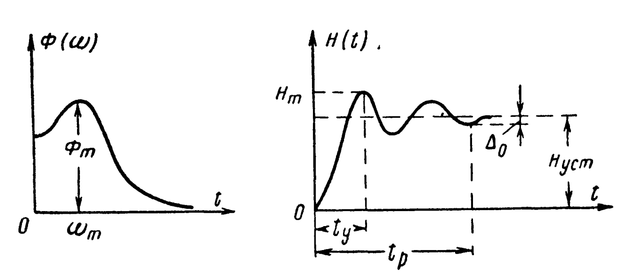


Рис. 20-46. Показатели качества системы [$\Phi(\omega)$ — амплитудно-частотная характеристика замкнутой системы, $H(t)$ — переходная характеристика замкнутой системы].

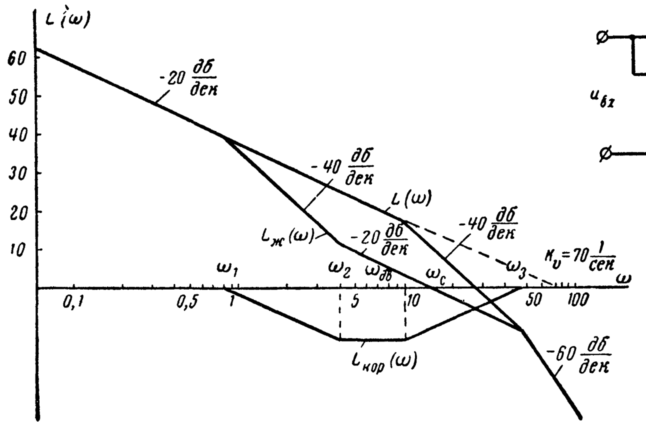


Рис. 20-47. Построение ЛАХ корректирующей цепи.

Исходная система описывается передаточной функцией

$$W(D) = \frac{K_v}{D(T_{\text{дв}}D+1)(TD+1)} = \frac{70}{D(0{,}1D+1)(0{,}02D+1)};$$

$L(\omega)$ — ЛАХ исходной системы; $L_{\text{ж}}(\omega)$ — желаемая ЛАХ; $L_{\text{корр}}(\omega)$ — ЛАХ корректирующей цепи;

$$\omega_{\text{дв}} = \frac{1}{T_{\text{дв}}} = 10 \ 1/сек; \qquad \omega_3 = \frac{1}{T} = 50 \ 1/сек.$$

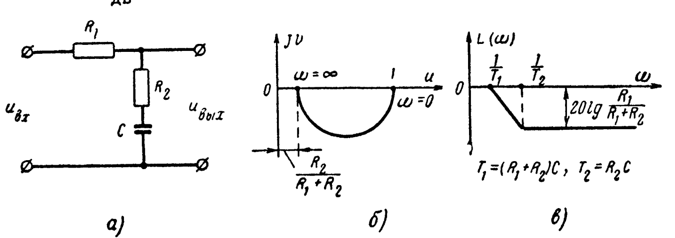


Рис. 20-48. «Интегрирующий» контур $W(D) = \frac{u_{\text{вых}}}{u_{\text{вх}}} = \frac{T_1D+1}{T_2D+1}$ (контур выполняет операцию, лишь отдаленно напоминающую интегрирование). *а* — схема; *б* — амплитудно-фазовая характеристика; *в* — ЛАХ.

Из соотношения $T_1 + T_2 = R_1C_1 + R_2C_2 + R_1C_2$ находим

$$R_1C_2 = 1{,}25 - 0{,}02 - 0{,}1 = 0{,}92 \ сек.$$

Одним из параметров следует задаться, например емкостью $C_2 = 1$ *мкф*. Тогда

$$R_1 = \frac{0{,}92}{1{,}0} = 0{,}92 \ Мом; \qquad C_1 = \frac{0{,}25}{0{,}92} = 0{,}27 \ мкф;$$

$$R_2 = \frac{0{,}1}{1} = 0{,}1 \ Мом.$$

Если имеющиеся в распоряжении корректирующие цепи имеют ЛАХ, только приближенно соответствующие $L_{\text{корр}}$, после расчета целесообразно построить переходную характеристику, пользуясь методом трапецеидальных характеристик (см. стр. 448).

Параллельные цепи

Такие цепи включаются в линию отрицательной обратной связи, охватывающую наиболее инерционные звенья системы.

В качестве параллельных стабилизирующих цепей чаще всего используются:

— дифференцирующее звено (см. рис. 20-20);

— дифференцирующие звенья, состоящие из двух

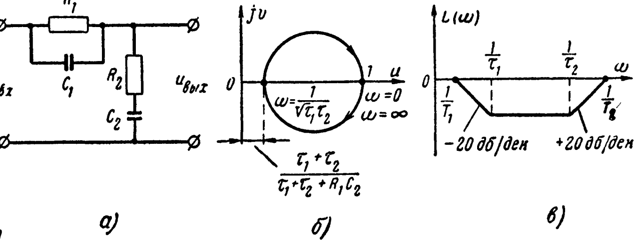


Рис. 20-49. Интегродифференцирующий контур

$$W(D) = \frac{u_{\text{вых}}}{u_{\text{вх}}} = \frac{(\tau_1D+1)(\tau_2D+1)}{(T_1D+1)(T_2D+1)};$$

$$\tau_1 = R_1C_1; \quad \tau_2 = R_2C_2;$$

$$T_{1,2} = \frac{2\tau_1\tau_2}{\tau_1+\tau_2+R_1C_2 \mp \sqrt{(\tau_1+\tau_2+R_1C_2)^2 - 4\tau_1\tau_2}},$$

$$T_1 + T_2 = \tau_1 + \tau_2 + R_1C_2.$$

а — схема; *б* — амплитудно-фазовая характеристика; *в* — ЛАХ.

последовательно соединенных ячеек (двухзвенный *RC*-фильтр верхних частот) с параметрами R_1, C_1, R_2, C_2. Передаточная функция такого фильтра

$$W(D) = \frac{u_{\text{вых}}(t)}{u_{\text{вх}}(t)} = \frac{T^2D^2}{T^2D^2 + 2\zeta TD + 1};$$

$$T^2 = R_1R_2C_1C_2; \; T_1 = R_1C_1; \; T_2 = R_2C_2;$$

$$\zeta = \frac{T_1 + T_2 + R_1C_2}{2\sqrt{T_1T_2}}.$$

При охвате звена W_2 звеном отрицательной обратной связи W_3 (рис. 20-50) расчет корректирующей цепи производится следующим образом. Следящая система приводится к простейшей, состоящей из звена с передаточной функцией $W(D)$ (система без коррекции) и звена с передаточной функцией эквивалентного последовательного корректирующего звена $W_{\text{к}}$, как было описано ранее (стр. 435):

$$W(D) = W_1(D)\,W_2(D);$$

$$W_{\text{к}}(D) = \frac{1}{1 + W_2W_3} = \frac{A}{1+A}.$$

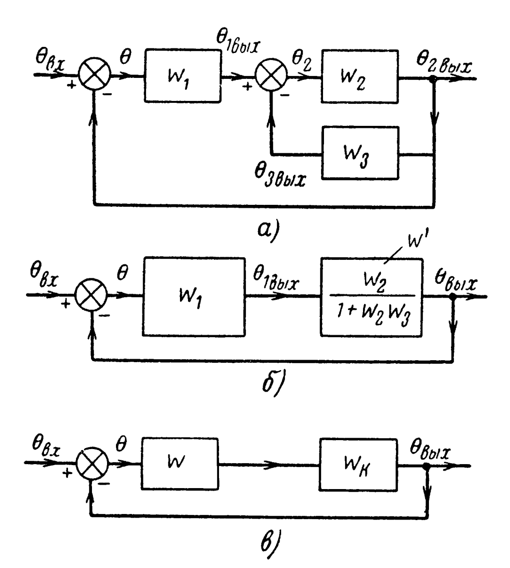


Рис. 20-50. Преобразование структурной схемы при наличии параллельной коррекции.

а — исходная схема; *б* — схема, в которой произведена замена параллельного звена эквивалентным

$$W' = \frac{W_2}{1+W_2W_3};$$

в — результирующая (расчетная) схема $W = W_1W_2$;

$$W_к = \frac{1}{1+W_2W_3} = \frac{A}{1+A}; \quad A = \frac{1}{W_2W_3}.$$

где

$$A = \frac{1}{W_2W_3} = \frac{1}{W_В}.$$

Определение частотных характеристик эквивалентного последовательного корректирующего устройства производится так, как было рассмотрено на стр. 435.

Подбор параметров и вида параллельного корректирующего звена значительно сложнее, чем последовательного, и производится путем нескольких проб. Несмотря на это, параллельные корректирующие цепи находят в практике сравнительно широкое применение.

При синтезе параллельных корректирующих устройств полезно иметь в виду следующее правило: для интервала частот, в котором справедливо неравенство

$$|W_2(j\omega)\,W_3(j\omega)| \gg 1 \qquad (20\text{-}19)$$

ЛАХ участка системы, охваченного обратной связью. равна взятой с обратным знаком ЛАХ параллельного корректирующего контура W_3. Так, если в цепи обратной связи стоит фильтр нижних частот (дающий фазовое запаздывание), то в области частот, где выполняется условие (20-19), имеет место опережение фазы, как если бы в систему была введена дифференцирующая цепь.

ГЛАВА ДВАДЦАТЬ ПЕРВАЯ

СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ ЧАСТОТОЙ И АВТОМАТИЧЕСКОЙ РЕГУЛИРОВКИ УСИЛЕНИЯ

Системы автоматического управления частотой генераторов (АУЧ) и автоматической регулировки усиления (АРУ) являются наиболее распространенными системами автоматики радиотехнических устройств.

21-1. НАЗНАЧЕНИЕ СИСТЕМ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ ЧАСТОТОЙ

Системы АУЧ предназначены для автоматической стабилизации частоты высокочастотных генераторов (АСЧ) или для автоматической подстройки частоты гетеродинов радиоприемников в соответствии с частотой приходящего сигнала (АПЧ).

Различие обоих типов систем АУЧ состоит в следующем. Основное назначение системы АСЧ — противодействие внешним дестабилизирующим факторам, изменяющим частоту стабилизируемого генератора; основное назначение системы АПЧ — автоматическое изменение частоты генератора в соответствии с изменениями частоты колебаний внешнего источника. Указанное различие не имеет принципиального значения и является до некоторой степени формальным. Основные функциональные элементы и динамические характеристики являются одинаковыми для обеих систем. Поэтому в дальнейшем все свойства систем АУЧ рассматриваются применительно к системам АПЧ.

В практике используются:

системы АПЧ с частотной автоподстройкой (ЧАПЧ) — чувствительный элемент системы (частотный дискриминатор) реагирует на отклонение частоты;

системы АПЧ с фазовой автоподстройкой (ФАПЧ) — чувствительный элемент (фазовый детектор) реагирует на разность фаз колебаний;

комбинированные системы АПЧ, содержащие две петли регулирования: частотной и фазовой автоподстройки.

21-2. ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ СХЕМЫ СИСТЕМ АПЧ

Система АПЧ непрерывного действия с лампой реактивного сопротивления (рис. 21-1, *а*). Частота гетеродина $f_г$ автоматически изменяется в соответствии с частотой сигнала $f_с$ так, что стабилизируется разностная (промежуточная) частота $f_{пр}$. При в е р х н е й настройке $f_{пр} = f_г - f_с$; при н и ж н е й настройке $f_{пр} = f_с - f_г$.

Номинальное значение промежуточной частоты $f_{пр0}$ фиксируется настройкой частотного дискриминатора ЧД. При отклонении $\Delta f = f_{пр} - f_{пр0}$ на выходе дискриминатора возникает напряжение $u_д$, которое через фильтр *Ф* воздействует на управитель (лампа реактивного сопротивления и гетеродин), в результате чего частота гетеродина изменяется и расстройка уменьшается.

Аналогично действует система АСЧ стабилизируемого генератора $f_{с.г}$ по эталонному $f_{эт}$.

При возникновении разности частот $\Delta f = f_{эт} - f_{с.г}$ на выходе частотного дискриминатора появляется напряжение, воздействующее на сетку лампы реактивного сопротивления и изменяющее частоту $f_{с.г}$ так, что расстройка уменьшается. Частотный дискриминатор должен реагировать на знак расстройки, и при $\Delta f = 0$ (когда $f_{с.г} = f_{эт}$) его выходное напряжение должно быть равно нулю.

Этим условиям удовлетворяет дискриминатор нулевых биений.

Система АПЧ непрерывного действия с управляющим двигателем (рис. 21-1, *б*). С выхода дискриминатора напряжение через фильтр поступает на релейный, электронный или магнитный усилитель мощности, который питает исполнительный (управляющий) электродвигатель. С валом двигателя через редуктор соединены роторные пластины подстроечного конденсатора в контуре подстраиваемого генератора. Двигатель вращается до тех пор, пока расстройка (разность между имеющимся и требуемым значением частоты) не станет равной нулю.

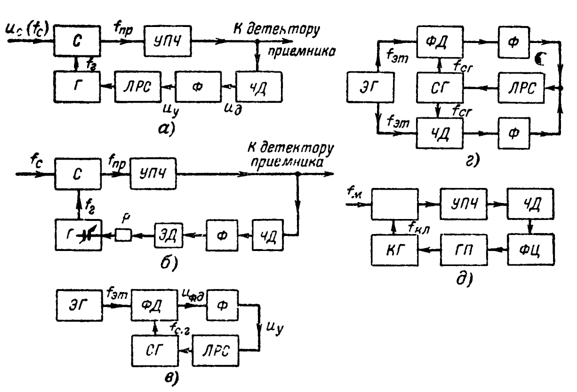


Рис. 21-1. Функциональные схемы систем АПЧ.

$u_с$, $u_д$, $u_у$, $u_{ф.д}$ — напряжение сигнала, дискриминатора, управителя, фазового детектора; *С* — смеситель; *УПЧ* — усилитель промежуточной частоты; *ЧД* — частотный детектор (дискриминатор); *Ф* — фильтр; *ЛРС* — лампа реактивного сопротивления; *Г* — гетеродин; *ЭД* — электродвигатель; *Р* — редуктор; *ФД* — фазовый детектор; *ЭГ* — эталонный генератор; *СГ* — стабилизируемый генератор; *КГ* — клистронный гетеродин; *ГП* — генератор поиска (управляющий элемент); *ФЦ* — промежуточная фиксирующая цепь (пиковый детектор).

Фазовая система АПЧ (рис. 21-1, *в*) используется для подстройки частоты стабилизируемого генератора $f_{с.г}$ по частоте эталонного генератора $f_{эт}$. Колебания обеих частот поступают на фазовый детектор, с выхода которого напряжение поступает на лампу реактивного сопротивления. Частота $f_{с.г}$ меняется при этом до тех пор, пока не установится равной $f_{эт}$.

Комбинированная (фазочастотная) система АПЧ (рис. 21-1, *г*). Система имеет две петли: фазовой и частотной подстройки. На лампу реактивного сопротивления, управляющую частотой стабилизируемого генератора, поступает сумма напряжений с выхода фазового детектора и частотного дискриминатора.

Импульсные системы АПЧ (рис. 21-1, *д*) используются главным образом в радиолокационных приемниках для подстройки частоты гетеродина-клистрона ($f_{кл}$) по сигналу, излучаемому магнетроном радиопередатчика ($f_м$). Они снабжаются генератором поиска и фиксирующей цепью. С помощью этих элементов обеспечивается: автоматический поиск частоты «своего» передатчика и удержание частоты клистрона в интервалах между импульсами на уровне, зафиксированном в момент прохождения предшествующего импульса.

21-3. ЭЛЕМЕНТЫ СИСТЕМ АПЧ

Частотные дискриминаторы (детекторы)

Назначение — преобразование отклонения частоты f, поступающей на дискриминатор, от некоторого фиксированного значения f_0 в напряжение, пропорциональное $\Delta f = f - f_0$.

Основная характеристика — зависимость выходного напряжения от f или Δf (рис. 21-2).

Переходная частота f_0 — частота входных колебаний, при которых выходное напряжение равно нулю.

Крутизна характеристики — отношение приращения напряжения на выходе к отклонению частоты от переходной.

Для линейного участка *АБ*

$$K_д = \frac{\Delta u_{вых}}{\Delta f},$$

где $K_д$ — крутизна характеристики, *в/кгц*;
$U_{вых}$ — выходное напряжение, *в*;
Δf — отклонение частоты от переходной.

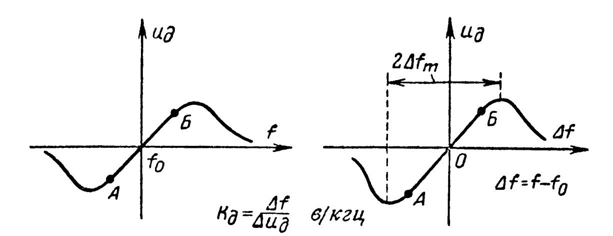


Рис. 21-2. Основная характеристика дискриминатора (зависимость $u_д$ от f или $u_д$ от Δf).

Частотные дискриминаторы делятся на две группы:

1. Дискриминаторы с эталонным генератором (используются в системах АСЧ). Для обеспечения работы требуется наличие внешнего генератора стабильной (эталонной) частоты $f_{эт}$.

2. Резонансные дискриминаторы без эталонного генератора (используются в системах АПЧ). Переходная частота f_0 фиксируется высокоселективными резонансными цепями.

Резонансные дискриминаторы

Используются для диапазона частот от 30—50 *кгц* до 60 *Мгц*.

Стабильность переходной частоты определяется эталонными и фиксирующими свойствами резонансных цепей. При изменении емкости C_0 резонансной цепи на ΔC и индуктивности L_0 на ΔL вследствие каких-либо внешних воздействий (изменение температуры, давления и т. п.) переходная частота изменяется на величину

$$\Delta f_0 = -\frac{1}{2}\left[\frac{\Delta L}{L_0} + \frac{\Delta C}{C_0}\right] f_0.$$

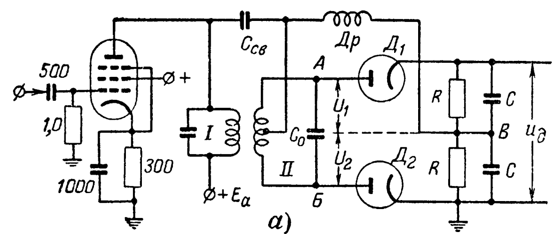
Балансный дискриминатор[1] (рис. 21-3). Контуры *I* и *II* настроены на переходную частоту f_0. Выходное напряжение определяется разностью напряжений, поступающих на диоды $Д_1$ и $Д_2$ с точек *А—В* и *Б—В*. Эти напряжения образуются путем суммирования напряжений с контура *I* (поступающих через конденсатор связи $C_{св}$) и напряжений, индуктированных в катушке контура *II*. При точной настройке на резонансную частоту обоих контуров напряжения, поступающие на диоды, одинаковы, поскольку обе составляющие имеют сдвиг фаз $\pm\frac{\pi}{2}$ (рис. 21-3, *б*). При отклонении частоты от f_0 фазовый сдвиг изменяется, в результате чего напряжения, поступающие на диоды, будут неодинаковыми и выходное напряжение будет отличным от нуля. Знак выходного напряжения зависит от знака расстройки.

[1] Иногда он называется также дискриминатором с фазовым детектированием

Выходное напряжение

$$u_{\text{вых}} = U_{mc}\,SR_{э}K_{д}\psi,$$

где U_{mc} — амплитуда напряжения на сетке лампы;
$K_{д}$ — коэффициент передачи амплитудного детектора (порядка 0,9);
S — крутизна характеристики пентода;
$R_{э}$ — эквивалентное сопротивление контура;
ψ — функция относительной расстройки α и относительного коэффициента связи β (рис. 21-3, *в*);
$\alpha = \frac{2\Delta f}{f_0}\,Q$ — относительная расстройка;
$\Delta f = f - f_0$ — расстройка;
Q — добротность контуров;
$\beta = kQ$;
k — коэффициент связи между контурами.



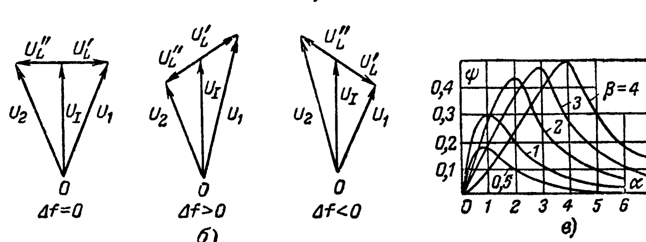


Рис. 21-3. Балансный дискриминатор.

а — схема (RC — нагрузочные цепи детекторов $Д_1$ и $Д_2$; *Др* — высокочастотный дроссель); *б* — векторные диаграммы для небольших расстроек (U_I — напряжение, передаваемое с контура *I* через конденсатор связи $C_{св}$; U_L' и U_L'' — напряжения, индуктируемые на верхней и нижней половине катушки контура *II*); *в* — зависимость функции ψ от относительной расстройки α при различной связи между катушками контуров. Постоянная времени нагрузочной цепи детектора $RC \gg \frac{1}{f_0}$. Например, при $f_0 = 450$ *кгц* $R = 0{,}5$ *Мом*; $C = 500$ *пф*. Для импульсных АПЧ $RC < t_и$ ($t_и$ — длительность импульса).

При расчете обычно ставится задача: при заданном расстоянии между экстремумами $2\Delta f_m$ (которое не должно быть уже полосы пропускания приемника) требуется получение наибольшего значения крутизны характеристики $K_д$. Практически это достигается при $\beta = 3 \div 4$ и $Q = \frac{(3 \div 4)\,f_0}{2\Delta f_m}$.

При этом

$$K_{д.\,\text{макс}} = U_{mc}SK_{д}\,\frac{1{,}5 \div 1{,}6}{\pi\,(2\Delta f_m)^2 C_к},$$

где $C_к$ — емкость контуров (с учетом паразитных параметров).

Обычно $K_{д.\,\text{макс}}$ имеет порядок нескольких единиц вольт на килогерц.

Расширение $2\Delta f_m$ ведет к уменьшению крутизны. Требования широкой полосы и высокой крутизны характеристики противоречивы.

Дискриминатор критичен к настройке контуров и степени связи β. При расстройке контуров смещается переходная частота дискриминатора и характеристика становится асимметричной. Слишком большая связь между контурами может привести к искривлению участка *АБ* характеристики. При малой связи сокращается протяженность линейного участка и уменьшается крутизна характеристики дискриминатора (рис. 21-3, *в*).

Дискриминатор с расстроенными контурами (рис. 21-4). Контуры *I* и *II* имеют практически одинаковые параметры и расстроены относительно переходной частоты на величину $\pm\Delta f_m$.

Выходное напряжение

$$u_{\text{вых}} = U_{mc}\,SK_{э}K_{д}\psi,$$

где ψ — функция относительной расстройки α и относительного разноса резонансных частот контуров $\alpha_р$ (рис. 21-4, *в*);

$$\alpha_р = \frac{2\Delta f_m}{f_0}\,Q;$$

$$\alpha = \frac{2\Delta f}{f_0}\,Q;$$

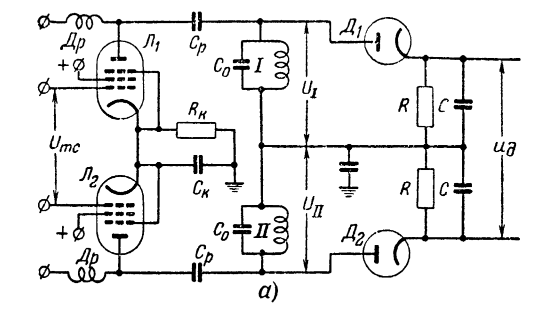
$K_д$ — коэффициент передачи амплитудного детектора (порядка 0,9).

При заданном значении $2\Delta f_m$ максимальная крутизна

$$K_{д\ \text{макс}} = (1{,}5 \div 1{,}7)\,U_{mc}SK_д\,\frac{1}{\pi\,(2\Delta f_m)^2 C_к}$$

достигается при $Q = (2 \div 3)\,\frac{f_0}{2\Delta f_m}$, где $C_к$ — емкость контуров с учетом паразитных параметров.

Крутизна характеристики в дискриминаторах на расстроенных контурах при одинаковой добротности в 1,5—1,2 раза выше, чем у балансных дискриминаторов.



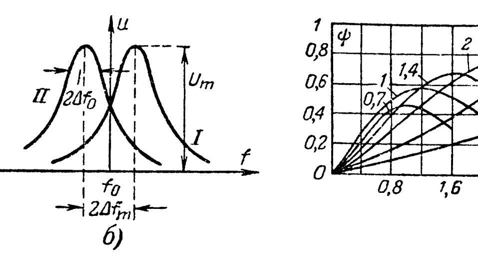


Рис. 21-4. Дискриминатор на расстроенных контурах.

а — принципиальная схема; *б* — резонансная характеристика контуров; *в* — зависимость ψ от относительной расстройки при различном начальном разносе резонансных частот $\alpha_р$. Постоянная времени $RC \gg \frac{1}{f_0}$. Для $f_0 = 30$ *Мгц* $R = 100$ *ком*; $C = 500$ *пф*; для импульсной АПЧ $R = 100$ *ком*; $C = 100 \div 50$ *пф*.

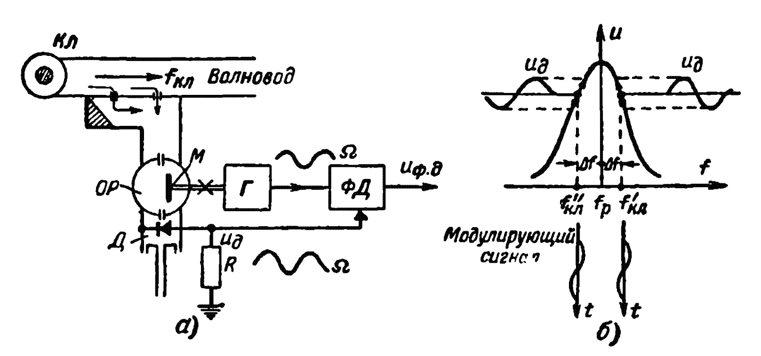


Рис. 21-5. Дискриминатор модуляционного типа.

а — функциональная схема; *б* — диаграмма, иллюстрирующая работу. При изменении знака расстройки меняется фаза напряжения на детекторе и полярность выходного напряжения.

Частотный дискриминатор модуляционного типа (рис. 21-5) используется главным образом в дискриминаторах сантиметрового диапазона, что обусловлено наличием контуров с высокой добротностью (объемных резонаторов).

Мембрана *М*, входящая в состав объемного резонатора *ОР* высокой добротности, связанного с клистроном *Кл*, периодически с помощью генератора *Г* (с частотой Ω) меняет его настройку $f_р$. В результате этого на слабо связанный с резонатором детектор *Д* поступают колебания, модулированные по амплитуде.

Фаза первой гармоники этих колебаний определяется знаком расстройки $\Delta f = f_{кл} - f_р$ частоты клистрона $f_{кл}$ и резонансной частоты, а амплитуда — величиной этой расстройки.

Выходное напряжение фазового детектора *ФД* в некоторых пределах пропорционально расстройке Δf.

Крутизна характеристики пропорциональна добротности нагруженного резонатора *Q* и зависит от амплитуды изменения собственной частоты резонатора $\Delta f_р$, вызванной модуляцией. Максимум $K_д$ достигается при

$$2\Delta f_р \approx \frac{(0{,}7 \div 0{,}8)\, f_р}{Q},$$

где *Q* обычно имеет порядок $(8 \div 10)\,10^3$.

Практически крутизна характеристики имеет порядок нескольких десятков вольт на мегагерц.

Дискриминаторы с использованием эталонного генератора

Дискриминатор нулевых биений (рис. 21-6). На дискриминатор поступают колебания эталонного $f_{эт}$ и подстраиваемого (стабилизируемого) генератора $f_{с.г}$. Дискриминатор реагирует на разность частот $f_{с.г}$ и $f_{эт}$ так, что выходное напряжение равно нулю при $f_{с.г} = f_{эт}$. Стабильность характеристики дискриминатора определяется стабильностью частоты эталонного генератора.

Выходные напряжения двух смесителей равны по частоте, но отличаются по фазе на угол $\pm\pi/2$, причем при перемене знака расстройки разность фаз этих колебаний меняется на угол π.

В результате дифференцирования ограниченных в триггере *Тр* колебаний возникают две серии разнополярных импульсов. После ограничения в диодных цепях $Д_1$ и $Д_2$ на вход усредняющей счетной схемы поступают импульсы положительной полярности с частотой $\Delta f = f_{с.г} - f_{эт}$: на один вход при расстройке одного, а на другой — при расстройке другого знака.

Чтобы сделать работу дискриминатора не зависящей от амплитуды сигналов генераторов, на выходе второго смесителя (точка *2* на рис. 21-6, *а*) устанавливается двусторонний ограничитель, преобразующий синусоидальные колебания в прямоугольные (с постоянной амплитудой).

Выходное напряжение в некоторых пределах пропорционально величине Δf. Крутизна характеристики пропорциональна амплитуде импульсов в точках *7* и *8*; она зависит от параметров усредняющей цепи и может достигать нескольких десятков вольт на килогерц.

Апериодические дискриминаторы. Переходная частота дискриминатора f_0 на некоторую постоянную величину отличается от $f_{эт}$ и опре-

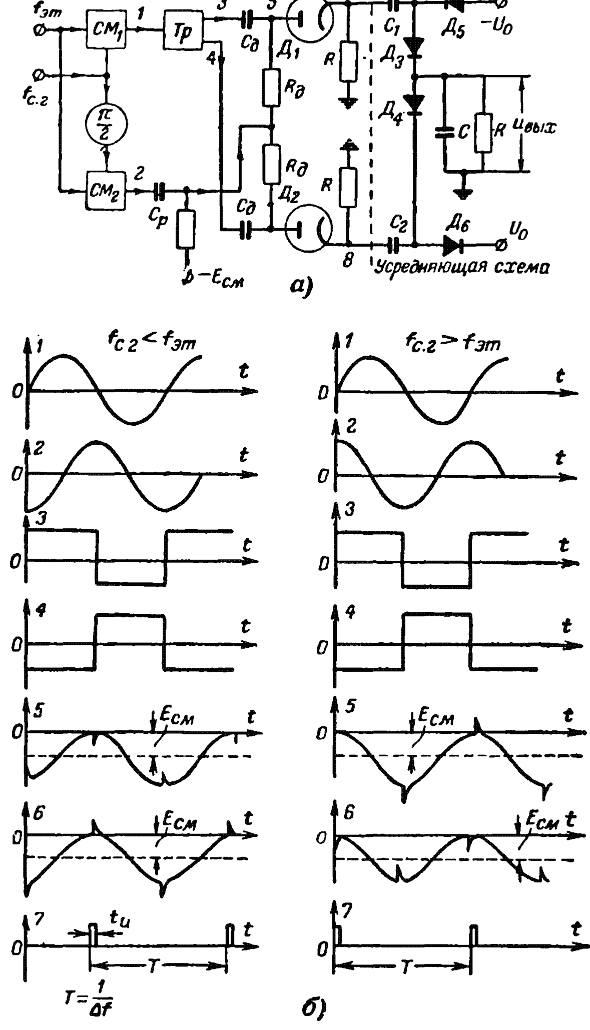


Рис. 21-6. Дискриминатор нулевых биений.

а — функциональная схема; в усредняющей схеме $C_1 = C_2 \ll C$. Постоянная времени *RC* имеет величину десятых долей секунды; U_0 — (запирающие напряжения) несколько больше максимального выходного напряжения; *б* — диаграммы напряжений в различных точках (*1* — *8*) схемы (предполагается, что перед точками *7* и *8* имеются цепи, формирующие импульсы прямоугольной формы). Порядок величины: $R_д = 50 \div 100$ *ком*; $C_д = 50$ *пф*; $R = 0{,}5$ *Мом*; $C = 10 \div 50$ *мкф*; $C_1 = 30 \div 50$ *пф*.

деляется частотными свойствами апериодических цепей, следующих за двумя смесителями. Стабильность их работы определяется не $f_{эт}$, а стабильностью частотных характеристик апериодических цепей.

Фазовые детекторы

Назначение — преобразование двух входных синусоидальных колебаний с целью выделения напряжения, зависящего от разности фаз этих колебаний.

Входные колебания:

$$u_1(t) = U_{m1} \sin [\omega t + \varphi(t)]^*; \ u_2(t) = U_{m2} \sin \omega t.$$

Одно из этих напряжений (например, u_2), относительно которого отсчитывается фаза колебаний, принимается за опорное.

Выходное напряжение

$$u_{вых} = K\psi(\varphi),$$

где K — коэффициент, зависящий от амплитуд входных колебаний и параметров схемы;

$\psi(\varphi)$ — периодическая функция фазы, чаще всего косинусоидальная $[\psi(\varphi) = \cos \varphi]$.

Фазовые детекторы делятся на вектoромерные и коммутаторные.

Вектoромерные ФД. Действие их основано на преобразовании векторных сумм входного и опорного сигналов амплитудными детекторами. Наибольшее распространение получили балансный и кольцевой ФД.

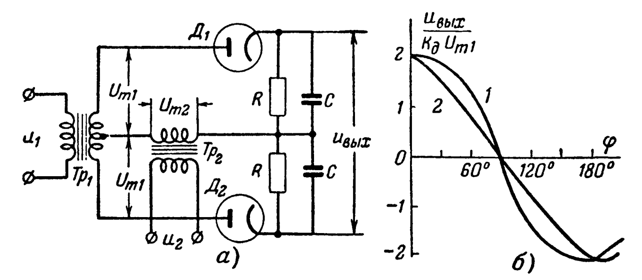


Рис. 21-7. Балансный фазовый детектор.
а — схема; *б* — характеристики (*1* — при $U_{m1} \ll U_{m2}$; *2* — при $U_{m1} = U_{m2} = U_m$).

Балансный ФД (рис. 21-7, *а*) состоит из трансформаторов $Тр_1$ и $Тр_2$ и амплитудных детекторов $Д_1$ и $Д_2$. Постоянная времени нагрузочной цепи детекторов выбирается из условия $RC \gg \frac{2\pi}{\omega}$ (достаточно выполнения равенства $RC = \frac{20\pi}{\omega}$).

При линейном детектировании, когда U_{m1} и U_{m2} не очень малы, выходное напряжение

$$u_{вых} = K_д \left[\sqrt{U_{m1}^2 + U_{m2}^2 + 2U_{m1} U_{m2} \cos \varphi} - \right.$$

$$\left. - \sqrt{U_{m1}^2 + U_{m2}^2 + 2U_{m1} U_{m2} \cos \varphi} \right];$$

здесь $K_д$ — коэффициент детектирования,

$$K_д = \sqrt[3]{\frac{3\pi R_{вн}}{R}} \approx 0,8 \div 09,$$

где $R_{вн}$ — внутреннее сопротивление проводящего диода и сопротивление источников (порядка 200—500 *ом*).

Если одно из напряжений много больше другого (например, $U_{m2} \gg U_{m1}$), то

$$U_{вых} = 2K_д U_{m1} \cos \varphi(t). \qquad (*)$$

Эта зависимость имеет вид косинусоиды (характеристика *1* на рис. 21-7, *б*).

Выходное напряжение максимально и равно $2K_д U_{m1} \approx 1,9 \div 1,95 U_{m1}$ при $\varphi = 0, \pm 2\pi \ldots$ и равно нулю при $\varphi = \pm \pi, \pm 3\pi, \ldots$

В случае

$$U_{m1} = U_{m2} = U_m$$

на участке $0 - \pi$

$$u_{вых} = 2\sqrt{2} K_д U_m \cos\left(\frac{\pi}{4} + \varphi\right)$$

Эта зависимость представляет кривую, близко напоминающую симметричную пилу (характеристика *2* на рис 21-7, *б*).

При квадратичном детектировании (случай малых амплитуд)

$$u_{вых} = K'_д U_{m1} U_{m2} \cos \varphi(t),$$

где $K'_д$ — коэффициент передачи квадратичного амплитудного детектора.

Кольцевой ФД (рис. 21-8) отличается от балансного наличием диагональных диодов $Д_2$ и $Д_4$. Зависимость выходного напряжения от фазы имеет вид, близкий к косинусоиде; однако величина выходного напряжения такого ФД при прочих равных условиях приблизительно в 2 раза меньше, чем для балансного ФД.

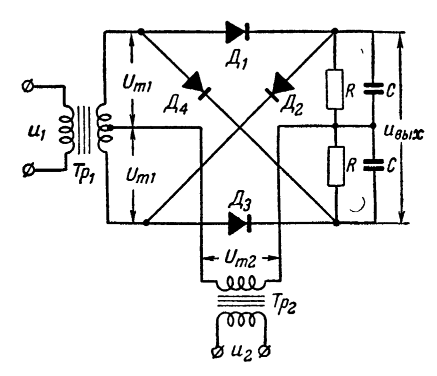


Рис. 21-8. Кольцевой фазовый детектор.

Коммутаторные ФД. Действие их основано на периодическом изменении проводимости определенных участков цепи в такт с опорным сигналом. Наибольшее распространение получила схема с симметричным входом (рис. 21-9).

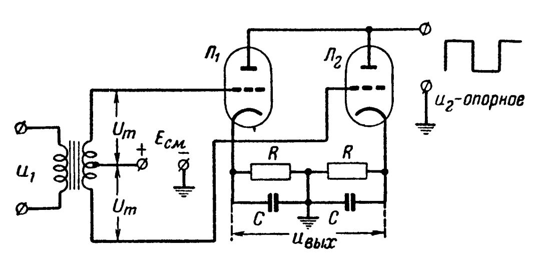


Рис. 21-9. Коммутаторный фазовый детектор с симметричным входом.

* Фаза $\varphi(t)$ — медленно меняющаяся функция времени.

Опорный сигнал — колебание прямоугольной формы амплитуды 75—150 *в* — подается на оба анода ламп в фазе. Входной сигнал подается на сетки ламп в противофазе. Постоянная времени нагрузочной цепи выбирается из условия $RC \gg \frac{2\pi}{\omega}$ $\left(\text{например, } R = \frac{20\pi}{\omega}\right)$. Обычно сопротивление R имеет величину 1—3 *ком*. Для обеспечения работы ламп на линейных участках характеристики на сетки подается дополнительное положительное смещение порядка 10—20 *в*.

Выходное напряжение

$$U_{\text{вых}} = \frac{2S_{\text{д}}R_{\text{к}}U_m}{\pi}\cos\varphi,$$

где

$$S_{\text{д}} = \frac{S}{1 + \frac{R_{\text{к}}}{2R_i}};$$

S и R_i — крутизна характеристики и внутреннее сопротивление лампы в рабочей точке;

U_m — амплитуда напряжения на сетке лампы.

Схемы ФД всех типов обладают инерционностью, обусловленной наличием усредняющего фильтра RC. Инерционность кольцевого детектора несколько ниже инерционности ФД остальных типов.

Управители частоты

Электронные управители. Наиболее распространенным управляющим элементом является лампа реактивного сопротивления, эквивалентная емкости или индуктивности, подключаемая к контуру генератора. Величина реактивности зависит от крутизны характеристики лампы и, следовательно, определяется смещением на ее сетке. Последнее изменяется в соответствии с величиной управляющего напряжения, поступающего с дискриминатора (через фильтр).

Основная характеристика управителя — зависимость частоты генерации f (или отклонения частоты Δf) от управляющего напряжения $u_{\text{у}}$ (или его изменения $\Delta u_{\text{у}}$):

$$f = \psi_1(u_{\text{у}}), \quad \Delta f = \psi_1(\Delta u_{\text{у}}).$$

Крутизна характеристики (в килогерцах на вольт) на прямолинейном ее участке

$$K_{\text{у}} = \left(\frac{\Delta f}{\Delta u_{\text{у}}}\right).$$

Для лампы эквивалентной реактивности необходимо, чтобы μ было велико и фазовый сдвиг между напряжением на аноде и током лампы был близок к $\pi/2$. Последнее достигается установкой фазосдвигающей цепи RC (или RL) так, что напряжение, поступающее на сетку лампы, отличается по фазе от напряжения на контуре на угол, близкий к $\pi/2$ (рис. 21-10).

Эквивалентная емкость или индуктивность лампы равны:

$$C_{\text{э}} = CRS = \frac{L}{R}S;$$

$$L_{\text{э}} = \frac{CR}{S} = \frac{L}{RS}.$$

Для работы в системе АПЧ необходимо, чтобы при воздействии управляющего напряжения менялась крутизна S, вследствие чего реактивное сопротивление также меняется на величину:

$$\Delta C_{\text{э}} = \frac{\Delta S}{S}C_{\text{э}}; \quad \Delta L_{\text{э}} = -\frac{\Delta S}{S}L_{\text{э}}.$$

Лампа может работать в режиме колебаний 1-го рода (без отсечки) или колебаний 2-го рода.

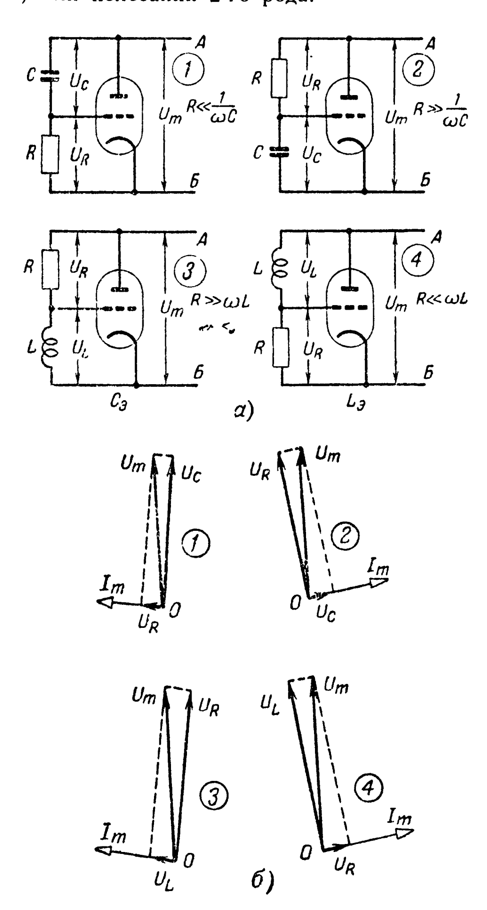


Рис. 21-10. Лампа реактивного сопротивления.

а — схемы для эквивалентной емкости $C_{\text{э}}$ и индуктивности $L_{\text{э}}$ (*А* и *Б* — точки подключения к контуру автогенератора); *б* — векторные диаграммы. Номера диаграмм соответствуют номерам схем; I_m — амплитуда колебаний анодного тока лампы. Схемы *1* и *3* — эквивалентная емкость; *2* и *4* — эквивалентная индуктивность.

В первом случае начальное смещение выбирается равным половине рабочего участка изменения S, а амплитуда колебаний на сетке лампы должна быть значительно меньше протяженности этого участка. Максимальное изменение крутизны

$$\Delta S_{\text{макс}} = \frac{S_{\text{макс}}}{2}.$$

Во втором случае амплитуда колебаний на сетке должна быть близкой к половине напряжения запирания лампы, а начальное смещение должно обеспечивать угол отсечки $\pi/2$

Пример. Лампа имеет: $S = 7$ *ма/в*; $S_{\text{макс}} = 9$ *ма/в*; $S_{\text{мин}} = 6$ *ма/в* (при $\Delta u_{\text{д}} = 5$ *в*) и соединяется по схеме 1

на рис. 21-10, *а*, где выбрано $C = 10$ *пф* и $R = 1$ *ком* с учетом $R \ll \frac{1}{\omega c}$ при $\omega = 19 \cdot 10^6$ ($f_0 \approx 3$ *Мгц*).

Находим:

$$C_э = RCS = 0{,}1 \cdot 10 \cdot 7 = 7 \text{ пф};$$

$$\Delta C_э = \frac{\Delta S}{S} C_э = \frac{3}{7} 7 = 3 \text{ пф}.$$

Изменение частоты можно выразить так:

$$\Delta f \approx \frac{\Delta C_э}{2C_0} f_0,$$

где C_0 — общая емкость контура с учетом емкости $C_э$; f_0 — резонансная частота.

Примем $f_0 = 3$ *Мгц* и $C_0 = 50$ *пф*. Тогда

$$\Delta f = \frac{3}{2 \cdot 50} 3 \approx 0{,}1 \text{ Мгц}.$$

Следовательно,

$$K_у = \frac{\Delta f}{\Delta u_у} = \frac{0{,}1 \cdot 10^3}{5} = 20 \text{ кгц/в}.$$

После выбора режима работы должна производиться экспериментальная проверка лампы реактивного сопротивления.

Для уменьшения влияния нестабильности источников питания и других нестабильностей можно использовать двухтактное включение ламп, причем реактивности, которым эквивалентны лампы, должны иметь противоположные знаки. Увеличения крутизны характеристики $K_у$ управителя при этом не получается.

Для уменьшения $K_у$ можно уменьшить коэффициент связи лампы с контуром.

Электромеханический управитель содержит усилитель и двигатель.

Основные требования к двигателю: возможность реверса, малая инерционность якорной цепи, малое напряжение трогания.

21-4. СИСТЕМА ЧАСТОТНОЙ АПЧ (ЧАПЧ) НЕПРЕРЫВНЫХ КОЛЕБАНИЙ С ЭЛЕКТРОННЫМ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫМ УСТРОЙСТВОМ

В установившемся режиме эффективность системы характеризуется коэффициентом автоподстройки $K_п = 1 + K_д K_у$, который показывает, во сколько раз уменьшается отклонение ($\Delta f_{уст}$) промежуточной частоты от номинального значения при уходе частоты сигнала $\Delta f_с$ или при отклонении частоты гетеродина вследствие его нестабильности $\Delta f_г$ (см. стр. 445):

$$\Delta f_{уст} = \frac{\Delta f_с}{K_п}; \quad \Delta f_{уст} = -\frac{\Delta f_г}{K_п}$$

Величина $\Delta f_{уст}$ называется остаточной расстройкой.

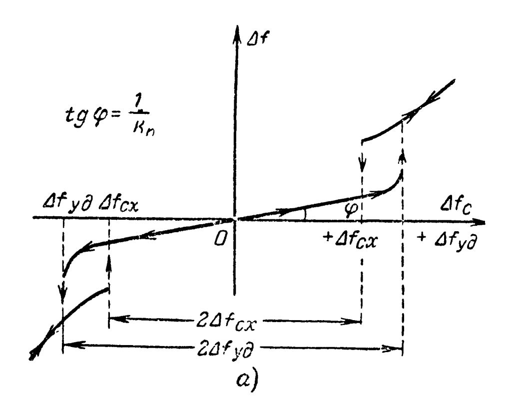
Чрезмерному увеличению $K_п$ (сверх 50—100) препятствует опасность неустойчивой работы.

Чтобы осуществлялось нормальное подстраивающее действие, коэффициент $K = K_д K_у$ должен быть положительным ($K > 0$) при нижней настройке ($f_с > f_г$) и отрицательным ($K < 0$) при верхней настройке ($f_с < f_г$). Необходимый знак K обеспечивается правильным выбором концов подключения выводов дискриминатора к управителю (т. е. выбором знака $K_д$).

Система ЧАПЧ имеет ограниченный частотный диапазон эффективной работы.

Первоначально система должна быть введена в режим слежения, что достигается изменением частоты сигнала в сторону уменьшения расстройки до определенного значения расстройки $\pm\Delta f_{сх}$, при котором начинается эффективное подстраивающее действие. Удвоенное значение последней $2\Delta f_{сх}$ называется полосой схватывания.

При увеличении отклонения частоты сигнала (в эффективно подстраивающей системе АПЧ) сверх некоторого



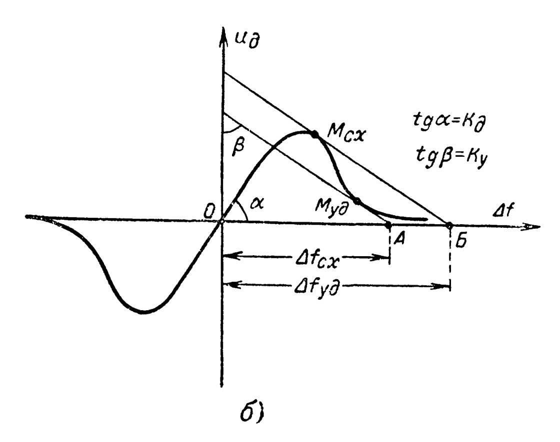


Рис. 21-11. Диаграммы работы системы АПЧ при больших отклонениях частоты.

а — зависимость расстройки Δf от изменения частоты сигнала $\Delta f_с$ (система АПЧ работает эффективно внутри полосы удержания, если вначале она находилась в режиме автоподстройки, и внутри полосы схватывания, если она вначале не находилась в режиме автоподстройки из-за слишком больших отклонений частоты сигнала от частоты гетеродина); *б* — диаграмма для определения $\Delta f_{сх}$ и $\Delta f_{уд}$ ($OA = \Delta f_{сх}$, $OБ = \Delta f_{уд}$).

значения $\pm\Delta f_{уд}$ наблюдается скачкообразное прекращение подстраивающего действия. Величина $2\Delta f_{уд}$ называется полосой удержания.

Величины полос схватывания и удержания зависят от формы характеристики дискриминатора

Всегда $2\Delta f_{уд} \geqslant 2\Delta f_{сх}$ (рис. 21-11, *а*).

Для определения полосы удержания и схватывания необходимо определить точки касания $M_{уд}$ и $M_{сх}$ характеристики дискриминатора и прямых, идущих под углом $\beta = \operatorname{arctg} K_у$ к оси ординат (рис. 21-11, *б*)

В переходном режиме поведение системы зависит от характера фильтра. При однозвенном фильтре RC переходная характеристика имеет вид экспо-

ненты (см. стр. 439) с постоянной времени $\tau = \frac{RC}{K_п}$, а время установления равно $t_у \approx \frac{2,5 \div 3}{K_п} RC$.

При двухзвенном фильтре (с параметрами $T_1 = R_1C_1$ и $T_2 = R_2C_2$) или двух однозвенных фильтрах при значительном $K_п$ и близких постоянных времени $T_1 \approx T_2$ процесс носит ярко выраженный колебательный характер. При двухзвенном фильтре время установления

$$t_у \approx \frac{6T_1T_2}{T_1 + T_2 + R_2C_1},$$

а при двух однозвенных фильтрах

$$t_у = \frac{6T_1T_2}{T_1 + T_2}.$$

Апериодическое (монотонное) установление частоты получается при резко различных постоянных времени T_1 и T_2 (в 10 и более раз), когда по свойствам система приближается к системе с однозвенным фильтром. Для получения апериодического процесса постоянная времени основного фильтра должна быть в 10—15 раз больше постоянной времени нагрузочной цепи частотного дискриминатора.

Использование многозвенных фильтров в системах АПЧ там, где это не вызвано специальными соображениями, является нецелесообразным. В радиоприемниках с АМ для получения хороших динамических показателей перед частотным дискриминатором устанавливается амплитудный ограничитель.

В радиоприемниках с ЧМ необходимо обеспечить отсутствие демодулирующего действия системы АПЧ на усиливаемый сигнал, что достигается выбором постоянной времени фильтра из условия

$$T > T'_{мин} = \frac{K_п \sqrt{1 - m^2}}{m\Omega_{мин}},$$

где m — степень подавления ЧМ системой АПЧ (на минимальной частоте модуляции $\Omega_{мин}$), т. е. отношение амплитуды отклонения частоты гетеродина к амплитуде отклонения частоты несущей, вызванной ЧМ ($0 < m < 1$).

Кроме того, необходимо, чтобы уровень несущей в спектре ЧМ сигнала имел достаточную величину, что достигается соответствующим выбором индекса модуляции.

В многокаскадных радиоприемниках выходной сигнал запаздывает по отношению к входному на время, обусловленное пробегом сигнала в УПЧ. При этом ухудшается устойчивость системы АПЧ.

Для обеспечения устойчивой работы необходимо постоянную времени фильтра (в системе с однозвенным фильтром) выбрать из условия

$$T \geqslant T''_{мин} = \frac{2K_дK_у}{\pi} \tau_з,$$

где $\tau_з$ — время запаздывания, которое зависит от числа и каскадов УПЧ n и полосы пропускания B каждого каскада. Для резонансного усилителя

$$\tau_з = \frac{\left(\sqrt{\sqrt[n]{2} - 1}\right) n}{\pi B}.$$

21-5. СИСТЕМА ЧАСТОТНОЙ АПЧ (ЧАПЧ) С ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИМ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫМ УСТРОЙСТВОМ

Благодаря наличию двигателя система является астатической. Это означает, что в установившемся режиме остаточная расстройка отсутствует, если не учитывать сухого трения в двигателе (застоя).

Для уменьшения погрешности от застоя необходимо использовать двигатели с малым напряжением трогания $u_{тр}$. При заданном $u_{тр}$ расстройка $\Delta f_з$, соответствующая застою (ошибка застоя), равна: $\Delta f_з = \frac{u_{тр}}{K}$, где K — коэффициент усиления, характеризующий зависимость напряжения на якоре двигателя при единичной расстройке (в разомкнутой системе).

В режиме изменения частоты сигнала с постоянной скоростью в системе имеется постоянная расстройка (скоростная ошибка), величина которой равна: $\Delta f_{уст} = \frac{v_с}{K}$, где $v_с$ — скорость изменения частоты сигнала, а K — коэффициент усиления.

Недостатком системы является ее значительная инерционность, обусловленная (при наличии понижающего редуктора) главным образом механической инерцией якоря двигателя. Для увеличения быстродействия увеличивают коэффициент K и вводят различные корректирующие цепи (см. стр. 450).

Передаточная функция системы (без корректирующих звеньев)

$$\Phi(D) = \frac{\Delta f_г}{\Delta f_с} = \frac{K}{D(T_{дв}D + 1) + K}$$

где K — коэффициент усиления в системе;

$\frac{\Delta f_г}{\Delta f_с}$ — отношение отклонения частоты гетеродина к частоте сигнала в замкнутой системе;

$T_{дв}$ — электромеханическая постоянная времени двигателя;

$D \equiv \frac{d}{dt}$ — символ дифференцирования.

21-6. СИСТЕМА ФАЗОВОЙ АПЧ (ФАПЧ)

Системы ФАПЧ используются для подстройки частоты стабилизируемого генератора $f_{с.г}$ по частоте эталонного генератора $f_{эт}$. В системе ФАПЧ в установившемся режиме имеется постоянная остаточная разность фаз, при которой обеспечивается равенство частот $f_{эт} = f_{с.г}$.

Система ФАПЧ снабжается RC-фильтром нижних частот, назначение которого состоит в подавлении комбинационных частот, возникающих на выходе фазового детектора.

Если наиболее низкая из этих комбинационных частот F_m должна быть ослаблена в m раз, то постоянная времени T фильтра должна быть больше, чем

$$T > T_{мин} = \frac{0,23}{mF_m}.$$

Помимо этого фильтр необходим для ослабления влияния помех, которые могут проникать на вход системы вместе с напряжением эталонного генератора.

Система ФАП имеет полосу удержания $2\Delta f_{уд}$, выбираемую в соответствии с максимально возможным отклоне-

нием частоты стабилизируемого генератора (которое имеет место в момент достижения максимального напряжения на выходе фазового детектора):

$$2\Delta f_{уд} = K_у K_{ф.\,д},$$

$K_у$ — коэффициент передачи управителя;
$K_{ф.\,д}$ — максимальное значение выходного напряжения фазового детектора при заданных значениях напряжений, поступающих на его вход т. е. при $\cos\varphi = 1$ в соответствии с формулой (*) на стр. 457

$$K_{ф.\,д} = 2K_д U_{m1}.$$

Коэффициент $K_{ф.\,д}$ имеет размерность напряжения. Он зависит от типа детектора и характеристик используемых ламп.

Система может работать только при условии, что полоса схватывания будет меньше начальной расстройки между стабилизируемым и эталонным генераторами, которая должна быть скомпенсирована системой.

Система ФАПЧ обладает полосой схватывания, зависящей от постоянной времени фильтра. С увеличением T полоса схватывания уменьшается (рис. 21-12).

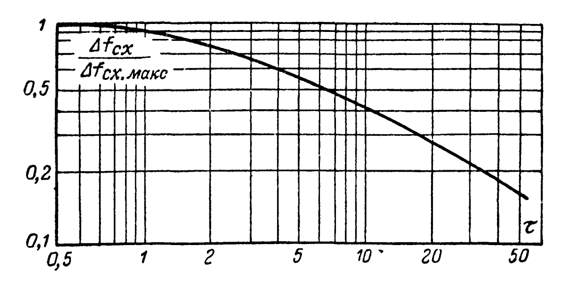


Рис. 21-12. Зависимость отношения полосы схватывания $\Delta f_{сх}$ к максимальной полосе схватывания $\Delta f_{сх.\,макс}$ (равной полосе удержания $\Delta f_{уд}$) от величины τ, связанной с постоянной времени фильтра соотношением $\tau = T\Delta\omega_{сх.\,макс} = \tau\, 2\pi\Delta f_{уд}$.

При наличии однозвенного RC-фильтра в случае небольших отклонений от состояния равновесия вид переходной характеристики системы определяется величиной

$$\zeta = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{K}{T}},$$

где K в реальных системах несколько меньше величины

$$2\pi\,(2\Delta f_{уд}) = 2\pi K_{ф.\,д} K_у.$$

При $\zeta > 1$ — процесс апериодический, а при $\zeta < 1$ — процесс колебательный.

Колебания стабилизируемого генератора могут иметь не только синусоидальный, но также импульсный характер. В этом случае фазовый детектор работает в импульсном режиме, и его коэффициент передачи уменьшается в $1/t_и f_{эт}$ раз ($t_и$ — длительность импульсов). Применяя импульсные колебания, можно осуществлять фазовую подстройку стабилизируемого генератора, частота которого в целое число n раз выше частоты эталонного ($n = 2 \div 3$).

Недостатком системы ФАП является малая величина полосы схватывания и удержания. Поэтому на практике применяются комбинированные системы ЧАП (для устранения больших частотных рассогласований) и ФАП (для устранения небольшой остаточной расстройки).

21-7. ИМПУЛЬСНЫЕ СИСТЕМЫ АПЧ

Эти системы используются главным образом в приемниках радиолокационных станций, для которых характерно малое отношение полосы пропускания к несущей. В силу этого системы снабжаются автоматическим устройством для поиска частоты сигнала.

После захвата генератор поиска отключается и система работает в режиме подстройки.

Особенности элементов импульсных систем АПЧ

Управители

В качестве управляемого гетеродина, как правило, используется клистрон, частота которого в выбранной рабочей области изменяется путем регулировки отрицательного напряжения на отражателе (рис. 21-13). Для такого управителя коэффициент передачи

$$K_у = \frac{\Delta f_{кл}}{\Delta u_у} < 0.$$

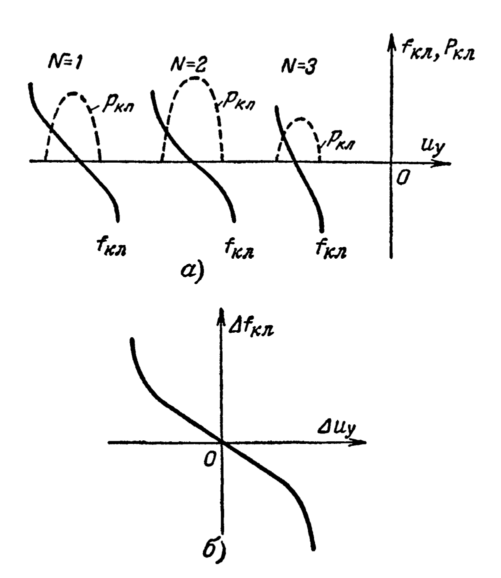


Рис. 21-13. Характеристики клистронного генератора. *а* — зависимость частоты $f_{кл}$ и мощности колебаний $P_{кл}$ клистрона от отрицательного напряжения на отражателе для трех областей (зон) генерации $N = 1, 2, 3$; *б* — отклонение частоты клистрона от изменения управляющего напряжения.

Дискриминаторы

Должна быть обеспечена полоса пропускания контуров дискриминатора, обеспечивающая прохождение импульсов, т. е.

$$B \geqslant \frac{1{,}5}{t_и}$$

где $t_и$ — длительность импульсов.

Более широкий частотный интервал между максимумом и минимумом характеристики можно получить при использовании дискриминатора на расстроенных контурах, чем объясняется преимущественное распространение этих дискриминаторов.

Амплитуда импульсов, действующих на контуры дискриминатора, убывает с расстройкой немонотонно, в результате чего возможно образование ложных настроек (рис. 21-14). Во избежание этого необходимо, чтобы выполнялось условие

$$\frac{\pi f_p t_и}{Q} > 1{,}5,$$

где Q — добротность контура;
f_p — резонансная частота.

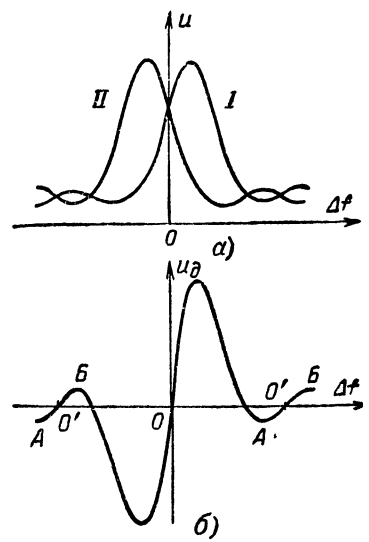


Рис. 21-14. Диаграммы для иллюстрации особенностей дискриминаторов при действии импульсов.

а — частотные характеристики контуров *I* и *II* дискриминатора с расстроенными контурами при воздействии импульсов; *б* — частотная характеристика импульсного дискриминатора. Благодаря наличию участков *АБ* и нулевых точек *0'* могут возникать ложные настройки, соответствующие значительным отклонениям промежуточной частоты от номинального значения.

В связи с работой дискриминаторов на высокой промежуточной частоте (30—60 *Мгц*) целесообразно симметрировать выход дискриминатора. В симметричной схеме (рис. 21-15) крутизна характеристики уменьшается вдвое.

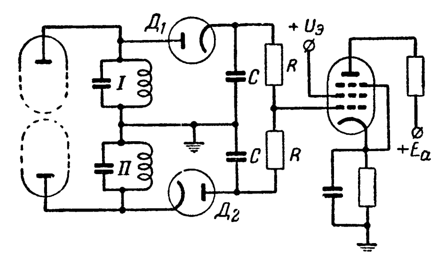


Рис. 21-15. Схема частотного дискриминатора с симметричным выходом. Напряжение снимается со средней точки нагрузочных сопротивлений *R* диодных детекторов $Д_1$ и $Д_2$ дискриминатора.

Постоянная времени нагрузочной цепи $RC < t_и$. В связи с тем что $K_у < 0$, подстраивающее действие обеспечивается при $K_д < 0$ для нижней настройки ($f_c > f_г$) и $K_д > 0$ для верхней настройки ($f_c < f_г$).

Схема АПЧ с последовательным генератором поиска

Устройство включает фиксирующую цепь (пиковый детектор) и промежуточную управляющую схему (*ГП*), которая при поиске работает как генератор пилообразных колебаний (рис. 21-16).

В режиме поиска на аноде лампы *ГП* возникают периодические пилообразные колебания, воздействующие на отражатель клистрона и периодически меняющие его частоту в пределах одной зоны генерации. Напряжение на входе *ГП* при этом близко к нулю.

Остановка поиска происходит при появлении на выходе дискриминатора положительных импульсов достаточной амплитуды, которые после пикового детектирования в фиксирующей цепи создают на входе *ГП* отрицательное напряжение, срывающее генерацию.

В режиме подстройки *ГП* действуют как инерционный усилитель с большой постоянной времени, в силу чего процессы в системе протекают сравнительно медленно. При этом изменения частоты магнетрона приводят к дополнительной расстройке и к соответствующему увеличению или уменьшению амплитуды положительных импульсов на выходе *ЧД*, в силу чего меняется напряжение на выходе *ФЦ* и отражателе клистрона. Это приводит к такому изменению частоты клистрона, при котором расстройка уменьшается.

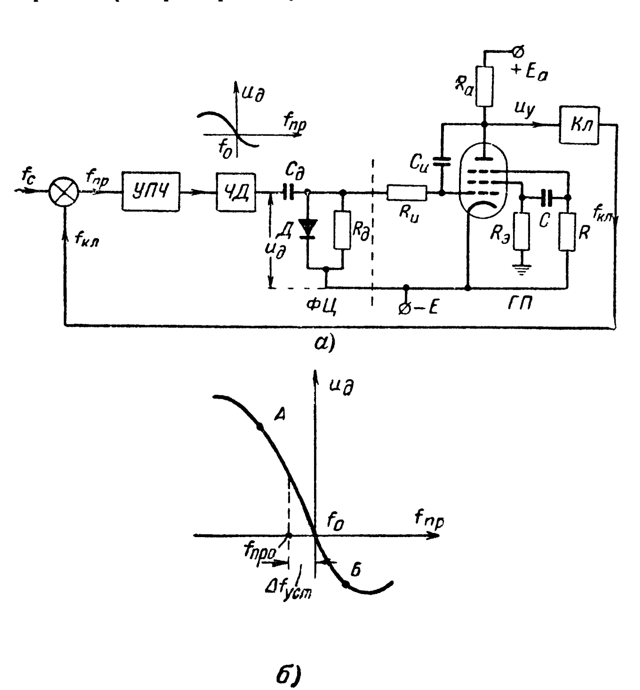


Рис. 21-16. Импульсная система АПЧ с последовательным генератором поиска.

а — функциональная схема; *УПЧ* — усилитель промежуточной частоты; *ФЦ* — фиксирующая цепь — пиковый детектор, реагирующий на импульсы положительной полярности, *ЧД* — частотный дискриминатор; *ГП* — генератор поиска и управляющая цепь. Ориентировочные данные схемы: *Л* — 6Ж4; $R_а$ = 1 *Мом*; $C_и$ = 2000 *пф*; $R_и$ = 2,2 *Мом*; $R_э$ = 80 *ком*; R = 2,2 *Мом*; C = 8 200 *пф*; $E_а$ = 250 *в*; частота колебаний при $u_д$ = 0 около 0,5—1 *гц*; *б* — временные диаграммы в режиме автоподстройки; $u_д$ — напряжение на выходе пикового детектора; $u_у$ — управляющее напряжение, подаваемое на клистрон.

б — Характеристика дискриминатора (*АБ* — рабочий участок; $f_{про}$ — номинальное значение промежуточной частоты).

Для установившегося режима характерно наличие расстройки $\Delta f_{уст} < 0$ между промежуточной частотой $f_{пр}$ и переходной частотой дискриминатора f_0. При этом (так как $K_д < 0$) на пиковый детектор поступают импульсы отрицательной полярности.

В связи с этой особенностью целесообразно переходную частоту дискриминатора выбирать ближе к нижнему сгибу его характеристики, а УПЧ настраивать на частоту $f_{пр\,0} = f_0 - \Delta f_{уст}$.

При отклонении частоты сигнала на постоянную величину в системе возникает переходный процесс, после окончания которого расстройка в системе близко подходит к исходному значению $\Delta f_{уст}$.

Длительность переходных процессов при отрицательных расстройках ($\Delta f_c < 0$) меньше, чем при положительных.

Первоначальный режим устанавливается путем выбора исходного напряжения на отражателе клистрона.

21-8. АВТОМАТИЧЕСКАЯ РЕГУЛИРОВКА УСИЛЕНИЯ (АРУ)

Система АРУ предназначена для стабилизации уровня выходных сигналов радиоприемника при изменении амплитуды несущих колебаний входных сигналов в широком динамическом диапазоне.

АРУ «назад» — система с обратной связью. Выходное напряжение УПЧ после детектирования поступает в виде отрицательного смещения на сетки регулируемых ламп, предшествующих детектору, и изменяет усиление каскадов так, что выходное напряжение стабилизируется (рис. 21-17).

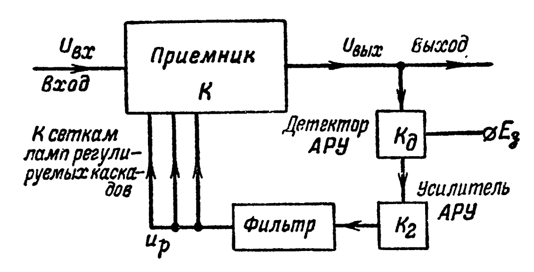


Рис. 21-17. Функциональная схема системы АРУ.

АРУ «вперед» — система без обратной связи. Напряжение после детектора АРУ подается в виде отрицательного смещения на последующие каскады. Крутизна характеристики электронных ламп изменяется при этом так, что выходное напряжение остается почти неизменным.

Основными недостатками системы АРУ «вперед» являются: 1) изменение уровня выходного сигнала при изменении коэффициентов усиления цепей, следующих за детектором АРУ, и 2) большее время установления по сравнению с системой с обратной связью. В дальнейшем рассматривается система АРУ «назад».

АРУ с задержкой. Чтобы не снижать усиления приемника при малых входных сигналах в системах АРУ с задержкой, на детектор АРУ подается небольшое запирающее напряжение задержки $E_з$ (порядка нескольких вольт). Оно выбирается с таким расчетом, чтобы детектор АРУ начинал действовать после достижения входным напряжением некоторого минимального значения $U_{вых.\,мин}$, близкого к чувствительности приемника: $E_з = K_{макс} U_{вх.\,мин}$ ($K_{макс}$ — максимальный коэффициент усиления приемника).

Усиленная АРУ — система АРУ с дополнительным усилителем K_2 в цепи обратной связи. С помощью усиленной АРУ можно добиться значительно большего постоянства выходного напряжения по сравнению с обычной (не усиленной) системой АРУ.

Действие АРУ основано на изменении коэффициента усиления приемника K путем подачи напряжения регулирования $u_р$ в виде отрицательного смещения на сетки регулируемых каскадов. Зависимость $K(u_р)$ называется регулировочной характеристикой (рис. 21-18, *а*).

Функциональная схема системы АРУ (рис. 21-17). Выходное напряжение приемника с амплитудой $U_{вых}$

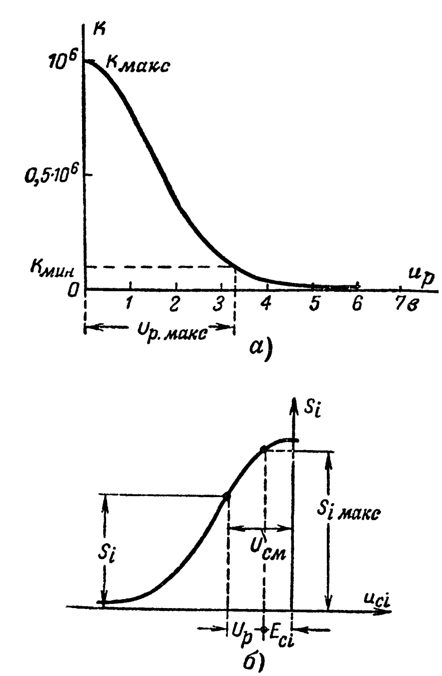


Рис. 21-18. Исходные кривые для расчета статических характеристик АРУ.

а — регулировочная характеристика системы АРУ; *б* — зависимость крутизны характеристики одной (i-й) лампы от напряжения смещения $E_{см} = E_{ci} + U_р$.

поступает на детектор АРУ (коэффициент передачи $K_д = 0{,}9 \div 0{,}95$) и усилитель (с коэффициентом K_2), а затем подается через RC-фильтр в виде отрицательного смещения — $u_р$ (напряжение регулирования) на усилительные каскады. На детектор подается напряжение задержки — $E_з$.

Когда амплитуда напряжения на входе становится больше, чем $U_{вх.\,мин}$, напряжение на детекторе превышает $E_з$ и $u_р$ увеличивается, в результате чего коэффициент усиления приемника падает.

При максимальной (заранее обусловленной) амплитуде напряжения на входе $U_{вх.\,макс}$ коэффициент усиления будет минимальным ($K_{мин}$), а напряжение на выходе максимальным $U_{вых.\,макс}$. При этом $U_{вых.\,макс} = U_{вх.\,макс} K_{мин}$.

Статические характеристики системы АРУ

Статическая характеристика (рис. 21-19) представляет собой зависимость амплитуды выходного напряжения $U_{вых}$ (или напряжения регулирования $U_р$) от амплитуды входного напряжения в установившемся режиме.

Характеристика $U_{вых}(U_{вх})$ имеет два участка: крутой — от нуля до $U_{вх.\,мин}$ и пологий — от $U_{вх.\,мин}$.

Важным показателем качества системы АРУ является коэффициент $\beta = \frac{U_{вых.\,макс}}{U_{вых\;мин}}$, показывающий, во сколько раз меняется выходное напряжение при заданном динами-

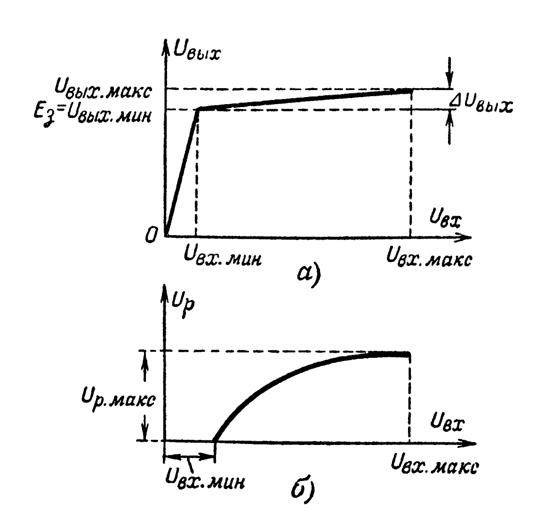


Рис. 21-19. Статические характеристики системы АРУ. *а* — зависимость $U_{вых}(U_{вх})$; *б* — зависимость $U_р(U_{вх})$

ческом диапазоне изменения амплитуды напряжения на входе $\alpha = \frac{U_{вх.\ макс}}{U_{вх.\ мин}}$.

Чтобы обеспечить заданное значение β, необходимо выбрать коэффициент усилителя АРУ согласно формуле

$$K_2 = \frac{U_{р.\ макс}}{U_{2\,мин}(\beta K_д - 1)}.$$

Величина $U_{р.\ макс}$, входящая в эту формулу, находится как абсцисса регулировочной характеристики (рис. 21-18, *а*) в точке

$$K = K_{мин} = K_{макс}\frac{\beta}{\alpha}.$$

При отсутствии усилителя в цепи АРУ коэффициент K_2 равен единице.

Для расчета статической характеристики системы АРУ необходимо заранее располагать регулировочной характеристикой радиоприемника (рис. 21-18, *а*). Последняя может быть определена экспериментально или расчетным путем. В последнем случае должна быть известна зависимость крутизны характеристики каждой лампы от напряжения смещения (рис. 21-18, *б*), т. е. зависимость $S_i = f(U_{см})$, где S_i — крутизна характеристики *i*-й регулируемой лампы, а $U_{см} = E_{ci} \pm U_р$ (E_{ci} — исходное напряжение смещения).

Коэффициент усиления приемника равен произведению коэффициентов усиления регулируемых и нерегулируемых каскадов:

$$K = K_{рег}K_{нер}.$$

В свою очередь коэффициент усиления регулируемых каскадов пропорционален произведению крутизн характеристик ламп:

$$K_{рег} = A\prod_{i=1}^{k} S_i,$$

где A — коэффициент пропорциональности;
k — число регулируемых каскадов;
Π — знак произведения: $\prod_{i=1}^{k} S_i = S_1S_2\ldots S_k$.

Максимальный коэффициент усиления $K_{макс} = K_{нер}K_{рег.\ макс}$ соответствует исходному смещению E_{c0i}. Следовательно,

$$K = \frac{K_{макс}}{K_{рег.\ макс}}K_{рег} = K_{макс}\frac{\prod_{i=1}^{k} S_i}{\prod_{i=1}^{k} S_{i\,макс}} = G\prod_{i=1}^{k} S_i,$$

где G — постоянный коэффициент, равный отношению $\frac{K_{макс}}{K_{рег.\ макс}}$.

Располагая зависимостью $K(U_р)$ или $\prod_{i=1}^{k} S_i(U_р)$ статическую характеристику строят в следующем порядке: сначала задаются величины $U_р$ (в пределах от нуля до $U_{р.\ макс}$), для каждого значения $U_р$ вычисляется напряжение $U_{вых} = \frac{U_р}{K_2} \pm E_з$, а затем определяется соответствующий коэффициент K (непосредственно по регулировочной характеристике или по формуле $K = G\prod_{i=1}^{k} S_i$), а также напряжение на входе $U_{вх} = U_{вых}/K$. Таким путем определяется зависимость $U_{вых}$ от $U_{вх}$.

Пример. Рассчитать статические характеристики системы АРУ по следующим данным.

Динамический диапазон изменения входного сигнала: $U_{вх.\ мин} = 5$ *мкв*; $U_{вх.\ макс} = 0{,}1$ *в*. Динамический диапазон изменения выходного сигнала: $U_{вых.\ мин} = 5$ *в*; $U_{вых.\ макс} = 10$ *в*; $\beta = 2$. Регулировочная характеристика с учетом нерегулируемых каскадов приведена на рис. 21-20. $K_{макс} = 10^6$.

Число регулируемых каскадов целесообразно выбирать максимально возможным. Это облегчит удовлетворение поставленным требованиям (например, в некоторых случаях позволит обойтись без усилителя АРУ).

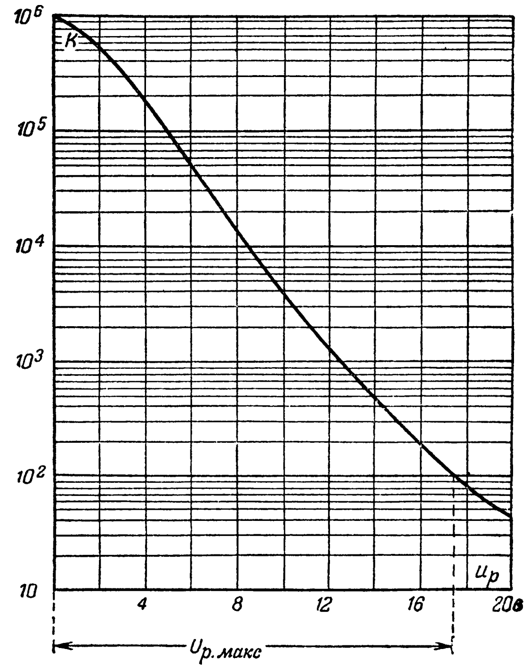


Рис. 21-20. Регулировочная характеристика приемника (с учетом нерегулируемых каскадов).

Выбираем напряжение задержки:

$$E_з = U_{вх.\ мин} K_{макс} = 5 \cdot 10^{-6} \cdot 10^6 = 5 в.$$

Определяем минимальный коэффициент усиления:

$$K_{мин} = K_{макс} \frac{\beta}{\alpha} = 10^6 \frac{2}{2 \cdot 10^4} = 100.$$

По регулировочной характеристике находим $U_{р.\ макс} = 17,5$ *в*.

Находим далее

$$K_2 = \frac{U_{р.\ макс}}{U_{2\ мин}(\beta K_д - 1)} = \frac{17,5}{5(2 \cdot 0,95 - 1)} \approx 4$$

(здесь принято $K_д = 0,95$).

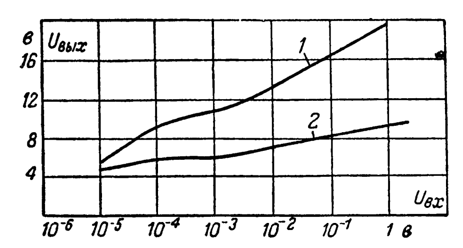


Рис. 21-21. Статическая характеристика к расчетному примеру.

1 — для схемы без усилителя АРУ; *2* — с усилителем АРУ.
Масштаб по оси $U_{вх}$ — логарифмический.

Выберем с некоторым запасом $K_2 = 5$.

Расчет статической характеристики удобно вести путем заполнения таблицы (см. табл. 21-1).

Поставленным требованиям удовлетворяет только система АРУ с усилителем (рис. 21-21), поскольку без усилителя АРУ напряжение на выходе при $U_{вх.\ макс}$ достигает величины 20 *в* (вместо требуемых 15 *в*).

Динамические характеристики системы АРУ

Зависимость выходного напряжения от времени при подаче на вход различных сигналов называется **динамической характеристикой**.

Отличительной особенностью системы АРУ является зависимость быстродействия от величины и формы входного сигнала. Чем больше амплитуда сигнала, тем выше быстродействие, тем скорее устанавливаются процессы в системе. Поэтому для системы АРУ требуется проводить анализ прохождения входных сигналов различных видов.

Важное значение в динамическом режиме имеет фильтр, устанавливаемый в цепи АРУ.

Амплитудно-модулированный входной сигнал. Фильтр в системе АРУ предотвращает прохождение напряжения частоты модуляции на сетки регулируемых ламп. При слишком малом значении постоянной времени фильтра будет иметь место демодуляция сигнала. При излишне большой постоянной времени изменения коэффициента усиления не будут успевать следовать за изменениями амплитуды входных сигналов, что приводит к ощутимому влиянию быстрых колебаний амплитуды принимаемого сигнала.

Величина постоянной времени выбирается так, чтобы удовлетворить обоим противоречивым условиям. Для телефонных приемников она имеет порядок 0,05—0,1 *сек*, а для телеграфных 0,01—0,05 *сек*.

Вследствие зависимости быстродействия системы АРУ от величины сигнала при приеме амплитудно-модулированных колебаний наблюдается не только некоторая демодуляция сигналов, но имеет место фазовый сдвиг огибающих сигнала на входе и выходе. В некоторых случаях это явление вредно сказывается на характеристиках всего устройства (например, в радиолокационных станциях с автоматическим слежением за целью по направлению). Для устранения демодуляции сигнала и исключения фазовых ошибок в цепь АРУ иногда вводят дополнительный заграждающий фильтр, настроенный на частоту модуляции (последняя является фиксированной).

Таблица 21-1

Таблица расчета статической характеристики системы АРУ

$U_р$, *в*	1	2	4	6	8	10	12	14	16	18	Задается
$10^{-3} K$	800	500	200	5	1,2	0,4	0,15	0,06	0,02	0,008	Определяется по регулировочной характеристике
$U_{вых}$, *в*	6	7	9	11	13	15	17	19	21	23	При $K_2 = 1$ $U_{вых} = E_з + U_р = 5 + U_р$
$U_{вых}$, *в*	5,2	5,25	5,8	6,2	6,6	7	7,4	7,8	8,2	8,6	При $K_2 = 5$ $U_{вых} = E_з + \frac{U_р}{K_2} = 5 + \frac{U_р}{5}$
$U_{вх}$, *в*	$7,5 \cdot 10^{-6}$	$1,4 \cdot 10^{-5}$	$4,5 \cdot 10^{-5}$	$2,05 \cdot 10^{-3}$	$1,1 \cdot 10^{-2}$	$3,8 \cdot 10^{-2}$	0,114	0,32	1,05	2,9	$U_{вх} = \frac{U_{вых}}{K}$ (без усилителя АРУ)
$U_{вх}$, *в*	$6,5 \cdot 10^{-6}$	$1,05 \cdot 10^{5}$	$2,9 \cdot 10^{-5}$	$1,24 \cdot 10^{-3}$	$5,5 \cdot 10^{-3}$	$1,8 \cdot 10^{-2}$	0,05	0,13	0,6	1,7	$U_{вх} = \frac{U_{вых}}{K}$ (с усилителем АРУ; $K_2 = 5$).

Таблица построена для двух случаев: 1) при отсутствии усилителя ($K_2 = 1$) и 2) при наличии усилителя ($K_2 = 5$).

Скачкообразный входной сигнал. При скачкообразном изменении амплитуды входного сигнала выходное напряжение не остается постоянным. Своего установившегося значения, определяемого статической характеристикой, выходной сигнал достигает через некоторое время, зависящее от постоянной времени фильтра и амплитуды скачка. Время установления уменьшается с ростом амплитуды входного сигнала.

Так, например, для рассмотренного на стр. 465 примера при изменении $U_{вх}$ от 0 до 0,1 *в* при $T = 0,1$ *сек* время установления составляет около 0,15 *мсек*, а при изменении $U_{вх}$ от 0 до 10 *мкв* оно будет около 40 *мсек* (без учета перегрузки каскадов).

ГЛАВА ДВАДЦАТЬ ВТОРАЯ

ЭЛЕКТРОННЫЕ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА

При проектировании машин и приборов, управлении производственными процессами, проведении научных исследований и в других случаях часто требуется производить сложные вычислительные работы, связанные с большими затратами труда и времени. Для решения различного рода вычислительных задач в настоящее время все более широкое применение находят электронные вычислительные машины. Создание электронных вычислительных машин, отличающихся исключительно высокой скоростью производства вычислительных операций, базируется на использовании достижений современной радиоэлектроники.

Электронные вычислительные машины делятся на две группы:

1) электронные цифровые вычислительные машины (машины дискретного действия);

2) электронные вычислительные машины непрерывного действия.

22-1. НАЗНАЧЕНИЕ И ОБЛАСТИ ПРИМЕНЕНИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ ЦИФРОВЫХ МАШИН

Электронные машины дискретного действия обычно называются электронными цифровыми машинами (ЭЦМ). Они предназначаются для решения математических задач (практически любой сложности и с любой точностью), а также для автоматического управления различными объектами и процессами и решения логических задач.

Из большого числа практических задач, решаемых с помощью электронных цифровых машин, можно назвать следующие:

1) определение размеров и формы плотин величайших в мире советских гидроэлектростанций;

2) вычисление исходных данных для запуска и траекторий движения искусственных спутников земли и космических ракет;

3) вычисление положения звезд на много лет вперед,

4) автоматическое управление металлорежущими станками;

5) перевод литературы с одного языка на другой;

6) предвычисление элементов погоды с целью повышения эффективности прогнозов.

В основу решения математических задач на ЭЦМ положены численные методы, основанные на том, что процесс решения подавляющего большинства математических задач может быть представлен в виде последовательности элементарных арифметических операций (сложение, вычитание, умножение и деление) и операций, определяющих порядок перехода от одной арифметической операции к другой.

Порядок работы машины в процессе счета во многом напоминает действия человека при ручном счете.

Пример. Пусть требуется рассчитать ослабление радиоприема по зеркальному каналу ($\sigma_з$) в диапазоне частот от f_1 до f_2 через интервалы по частоте, равные Δf. Расчет произвести для контура с добротностью Q, настроенного на промежуточную частоту $f_{пр}$.

Расчет выполняется по формуле

$$\sigma_з = Q\left[1 - \left(\frac{f}{f + 2f_{пр}}\right)^2\right]$$

где $f = f_1 + k\Delta f$.

Перед началом расчета необходимо запомнить (записать) величины, остающиеся неизменными в процессе вычислений. Таких величин три: Q, $2f_{пр}$ и «единица».

Далее вычисления проводятся в последовательности, указанной в табл. 22-1.

Таблица 22-1

Номер операции	Действие	Первое число	Второе число	Результат	Как используется результат
1	Сложение	f_1	$2f_{пр}$	$f_1 + 2f_{пр}$	Результат запоминаем и переходим к следующей операции
2	Деление	f_1	$f_1 + 2f_{пр}$	$\frac{f_1}{f_1 + 2f_{пр}}$	То же
3	Умножение	$\frac{f_1}{f_1 + 2f_{пр}}$	$\frac{f_1}{f_1 + 2f_{пр}}$	$\left(\frac{f_1}{f_1 + 2f_{пр}}\right)^2$	»
4	Вычитание	1	$\left(\frac{f_1}{f_1 + 2f_{пр}}\right)^2$	$1 - \left(\frac{f_1}{f_1 + 2f_{пр}}\right)^2$	»
5	Умножение	Q	$1 - \left(\frac{f_1}{f_1 + 2f_{пр}}\right)^2$	$\sigma_з$	Результат записывается
6	Сложение	f_1	Δf	f	Результат запоминается
7	Сравнение	f_2	f	$f_2 - f$	При положительном результате переходим к операции 1, взяв за первое число результат операции 6 При отрицательном результате счет прекращается

При вычислениях на машине порядок действий остается таким же, только все операции производятся автоматически с большой скоростью.

Последовательность операций, которые надо выполнить над исходными данными и результатами промежуточных вычислений для получения решения, называется а л г о р и т м о м математической задачи. Любая задача, для которой можно составить алгоритм, может быть решена на ЭЦМ.

Кроме операций вычислительного характера, ЭЦМ позволяют выполнять различные логические операции, суть которых сводится к получению определенных заключений на основе анализа ряда условий (событий, фактов). Цепочка логических заключений напоминает серию вопросов, на которые разбивается решение сложной арифметической задачи, когда получение ответа на один простой вопрос создает условия для решения следующего, более сложного вопроса до тех пор, пока не будет получен ответ, удовлетворяющий условиям задачи.

Например, при работе металлорежущего станка, управляемого с помощью ЭЦМ, могут иметь место одновременно два события: размеры обрабатываемой детали о т л и ч а ю т с я от заданных и они б о л ь ш е заданных. Одновременное наличие этих двух событий позволяет сделать логическое заключение о том, что резец станка необходимо подать вперед.

Возможность выполнения на ЭЦМ ряда логических операций позволяет полностью автоматизировать процесс счета, а также широко использовать ЭЦМ в системах автоматического управления и для решения сложных логических задач, связанных с планированием, переводом с одного языка на другой и т. д.

Благодаря полной автоматизации процесса счета и применению быстродействующих электронных схем скорость работы современных ЭЦМ достигает десятков тысяч операций в секунду при точности вычислений в 9—10 десятичных знаков и более.

По принципам практического использования ЭЦМ разделяются на две большие группы:

1) у н и в е р с а л ь н ы е Э Ц М, предназначенные для решения широкого круга задач;

2) с п е ц и а л и з и р о в а н н ы е Э Ц М, предназначенные для решения одной или нескольких задач одного класса, а также для работы в системах управления.

22-2. ПРЕДСТАВЛЕНИЕ ЧИСЕЛ В ЭЦМ. АРИФМЕТИЧЕСКИЕ ДЕЙСТВИЯ НАД ДВОИЧНЫМИ ЧИСЛАМИ

В большинстве современных ЭЦМ используется двоичная система счисления, отличающаяся той особенностью, что для изображения любого числа в ней используются две цифры: 0 и 1.

В двоичной системе счисления числа разделяются на разряды. При записи старший разряд располагается левее младшего и каждая цифра высшего разряда имеет значение, в 2 раза большее такой же цифры низшего разряда.

Например, число 77 в двоичной системе изображается следующим образом:

$$1\,001\,101 = 1\cdot 2^6 + 0\cdot 2^5 + 0\cdot 2^4 + 1\cdot 2^3 + 1\cdot 2^2 + $$
$$+ 0\cdot 2^1 + 1\cdot 2^0.$$

Любое вычислительное устройство дискретного действия должно содержать элементы, имеющие столько различных устойчивых состояний, каково основание системы счисления, используемой в устройстве.

При двоичной системе счисления необходимы счетные элементы с двумя устойчивыми состояниями, что позволяет использовать для этой цели быстродействующие электронные схемы (триггеры). ЭЦМ оперирует с числами, представленными в виде временной последовательности импульсов напряжения (тока) и пауз между ними (рис. 22-1). Наличие импульса соответствует единице,

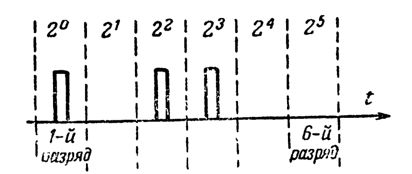


Рис. 22-1. Представление двоичного числа 1101 (13) в виде последовательности импульсов, образующих код числа.

а наличие паузы нулю (или наоборот). Эта последовательность импульсов называется к о д о м ч и с л а.

Действия над числами в ЭЦМ производятся поразрядно. При сложении (в двоичной системе) используется правило:

$$0 + 0 = 0; \qquad 0 + 1 = 1;$$
$$1 + 0 = 1; \qquad 1 + 1 = 0 + \text{единица переноса в старший разряд}$$

Например:

$$+\begin{array}{r} 42 \\ 54 \\ \hline 96 \end{array} \quad \text{или аналогично} \quad +\begin{array}{r} 101010 \\ 110110 \\ \hline 1100000 \end{array}$$

Умножение заменяется последовательным сложением и сдвигом. При умножении множимого на каждый разряд множителя (в двоичной системе) используется правило:

$$0\cdot 0 = 0; \qquad 1\cdot 0 = 0;$$
$$0\cdot 1 = 0; \qquad 1\cdot 1 = 1.$$

Например:

$$\times\begin{array}{r} 54 \\ 42 \\ \hline 108 \\ 216 \\ \hline 2\,268 \end{array} \quad \text{или аналогично} \quad \times\begin{array}{r} 110110 \\ 101010 \\ \hline 000000 \\ 110110 \\ 000000 \\ 110110 \\ 000000 \\ 110110 \\ \hline 100011011100 \end{array}$$

Вычитание в ЭЦМ заменяется сложением уменьшаемого с числом, представляющим собой дополнительный код вычитаемого, а единица самого старшего разряда полученной суммы отбрасывается.

При образовании дополнительного кода в каждом двоичном разряде вместо единицы берется нуль, а вместо нуля единица и прибавляется единица в низшем разряде полученного таким образом числа

Например:

$$54 - 42 = 12.$$

В двоичной системе:

$$110110 - 101010 = 110110 + 010110\,^* = 0001100$$

Для изображения алгебраических чисел перед самым старшим разрядом числа вводится один разряд знака, при этом нуль является кодом положительного, а единица— отрицательного числа.

* Здесь 010 110 = 010 101 + 000 001.

Деление в ЭЦМ сводится к последовательному вычитанию делителя со сдвигом разрядов.

Таким образом, все арифметические действия сводятся к сложению кодов чисел (прямых или дополнительных).

Для решения более сложных математических задач, включающих такие действия, как извлечение корня, определение тригонометрических величин, дифференцирование, интегрирование и т. п., пользуются методами приближенных вычислений, позволяющих заменить сложную математическую операцию выполнением обычных арифметических действий. Так, например, известна следующая зависимость:[1] $\sin x = x - \frac{x^3}{6}$.

22-3. ЛОГИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ВЫПОЛНЕНИЯ АРИФМЕТИЧЕСКИХ ОПЕРАЦИЙ НА ЭЦМ

Использование двоичной системы счисления в ЭЦМ и возможность замены всех арифметических операций сложением прямых или дополнительных кодов и осуществлением сдвигов позволяют представить все операции в машине с помощью простых логических операций, реализуемых электронными логическими схемами.

Рассматривая правило сложения в двоичной системе счисления:

$$0+0=0$$
$$1+0=1$$
$$0+1=1$$
$$1+1=0+\text{единица переноса},$$

можно заключить следующее:

1) единица переноса появляется только в том случае, если И первое И второе слагаемые равны единице;

2) нуль в результате сложения получается в двух случаях:

а) если И первое И второе слагаемые равны нулю И НЕТ единицы переноса; б) если И первое И второе слагаемые равны единице И есть единица переноса;

3) единица в результате сложения получается в случае, если ИЛИ первое, ИЛИ второе слагаемое равно единице И нет единицы переноса.

Результат приведенных логических рассуждений состоит в появлении двух событий: образовании результата сложения и образовании единицы переноса. Каждое из этих событий характеризуется двумя признаками: или оно произошло, или оно не произошло. То же самое относится и к исходным событиям: наличию или отсутствию единицы в слагаемых.

Все варианты сложения получены путем логической связи исходных событий между собой словами «И»,« ИЛИ», «НЕ». Эти слова означают три основных логических операции:

1) операция логического сложения «ИЛИ» означает, что некоторое событие (в нашем случае появление единицы) имеет место в случае наличия любого ИЛИ всех исходных событий;

2) операция логического умножения «И» означает, что некоторое событие имеет место в случае наличия одновременно всех исходных событий;

3) операция отрицания «НЕ» означает, что некоторое событие имеет место только в случае отсутствия другого события.

В ЭЦМ наличию или отсутствию события соответствует наличие или отсутствие электрического сигнала, а выполнение логических операций достигается с помощью трех основных логических схем:

1) схемы несовпадений (логическая схема «ИЛИ»), дающей на выходе сигнал при наличии одного ИЛИ нескольких сигналов на входах;

2) схемы совпадений (логическая схема «И»), дающей сигнал на выходе при одновременном наличии сигналов на всех входах;

3) схемы отрицания (логическая схема «НЕ»), дающей сигнал на выходе при отсутствии сигнала на входе.

Сложение электрических сигналов, соответствующих цифрам 1 и 0 в двоичной системе счисления, может быть выполнено с помощью комбинации трех основных логических схем, носящей название одноразрядного двоичного сумматора (рис. 22-2).

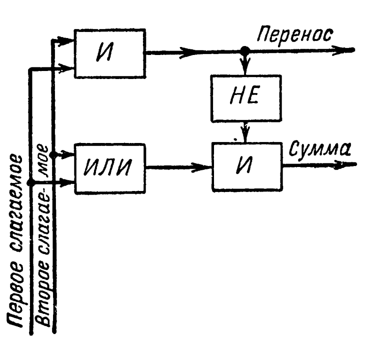


Рис. 22-2.

Для образования единицы переноса используется схема «И», дающая сигнал на выходе в случае равенства единице обоих слагаемых.

Для получения суммы используется вторая схема «И», на выходе которой получается сигнал единицы, когда одно из слагаемых равно единице (на выходе схемы «ИЛИ» есть сигнал) и нет переноса (на выходе схемы «НЕ» есть сигнал). Во всех остальных случаях на обоих выходах сигнал отсутствует.

Для правильной работы схемы сумматора сигналы на оба входа должны подаваться одновременно, что является некоторым недостатком. Этого недостатка лишены сумматоры, в которых вместо элементарных логических элементов используются электронные реле (триггеры).

Реализация в ЭЦМ более сложных логических операций выполняется аналогичным образом.

22-4. СОСТАВ ЭЛЕКТРОННОЙ ЦИФРОВОЙ МАШИНЫ И ПРИНЦИП ЕЕ РАБОТЫ

Каждая ЭЦМ содержит следующие основные устройства (рис. 22-3):

1. Устройство ввода (УВ) исходных данных и программы вычислений, предназначенное для ввода в машину кодов чисел, участвующих в счете и кодов команд. Предварительно все коды наносятся в виде отверстий (пробивок) на перфокартах или перфоленте и при прохождении через устройство ввода фотоэлектрическим способом превращаются в последовательность импульсов.

2. Оперативное запоминающее устройство (ОЗУ), предназначенное для хранения исходных данных, программы вычислений и промежуточных результатов счета. Перед началом счета исходные данные и программа заносятся в оперативное запоминающее устройство через устройство ввода. Оперативное запоминающее устройство должно обладать способностью быстро воспринимать и выдавать информацию, что в значительной степени определяет общее быстродействие машины. В качестве элементов памяти используются электронно-лучевые трубки, линии задержки, ферритовые кольца и реже (в машинах малой скорости) — магнитные барабаны.

[1] Эта приближенная формула дает погрешность не более 10%, если x меняется от $-93{,}5°$ до $+93{,}5°$.

Емкость оперативного запоминающего устройства составляет 1—4 тыс. чисел.

3. Арифметическое устройство (АУ), предназначенное для выполнения арифметических операций над числами и командами. Основной элемент арифметического устройства — электронный сумматор, включающий триггерные ячейки. Арифметические устройства современных ЭЦМ могут выполнять до ста тысяч арифметических операций в секунду.

4. Устройство вывода результатов (УВР), предназначенное для регистрации результатов счета. Обычно представляет собой электромеханическое или фотоэлектрическое печатающее устройство, преобразующее электрические коды чисел в печатные знаки. Скорость печати доходит до 20 чисел в секунду.

Рис. 22-3. Блок-схема ЭЦМ.

5. Внешнее запоминающее устройство (ВЗУ), предназначенное для хранения большого объема числового материала, который в процессе счета по частям вводится в оперативное запоминающее устройство или поступает из него. Внешние запоминающие устройства строятся на принципах магнитной записи с использованием магнитных лент и магнитных барабанов. Их емкость может достигать нескольких сотен тысяч чисел.

6. Устройство управления (УУ), предназначенное для управления работой всех устройств машины в процессе счета в соответствии с программой. Оно состоит из большого количества электронных логических схем, связанных между собой.

Решение задачи на ЭЦМ производится по определенной программе, составленной заранее на основании алгоритма решаемой задачи.

Программа вычислений — последовательность команд, полностью описывающая процесс вычислений.

Каждая команда содержит указания о том, какое действие необходимо выполнить, над какими числами и куда следует направить результат.

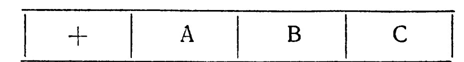
Команда выполняется в течение рабочего цикла машины, длительность которого может быть постоянной или переменной (в зависимости от выполняемой операции).

Все исходные числа и команды перед началом решения заносятся в ячейки оперативного запоминающего устройства. Каждой ячейке присваивается свой порядковый номер (адрес). Операции в ЭЦМ также представляются в виде чисел (числовых кодов).

В большинстве существующих ЭЦМ используются трехадресные или одноадресные команды.

Трехадресная команда содержит четыре части: код операции, адрес первого числа, адрес второго числа и адрес ячейки ОЗУ, куда нужно направить результат.

Например, команда

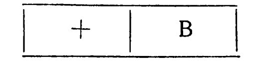


+	A	B	C

означает: сложить число, находящееся в ячейке A, с числом в ячейке B и направить результат в ячейку C.

Одноадресная команда содержит две части: код операции и адрес второго числа. При этом первое число предварительно «запоминается» в специальном запоминающем устройстве (регистре), входящем в состав арифметического устройства машины.

Например, команда



+	B

означает: сложить число, находящееся в регистре АУ, с числом в ячейке B и результат записать в регистре АУ. Для помещения результата в ячейку ОЗУ необходимо использовать специальную команду «посылка в ОЗУ».

В конструктивном отношении одноадресные машины проще трехадресных, но программы для них имеют больший объем.

Последовательность работы отдельных устройств ЭЦМ в процессе решения задачи при трехадресных командах состоит в следующем.

Программа решения задачи и исходный числовой материал, представленные в форме цифрового кода, предварительно пробиваются на перфокартах или перфоленте и через устройство ввода заносятся в ячейки ОЗУ, часть которых отводится для команд, а часть для чисел. После этого весь процесс счета происходит автоматически. По сигналу устройства управления (УУ) первая команда извлекается из ОЗУ и поступает в дешифратор команд УУ. В результате расшифровки кода операции УУ вырабатывает группу сигналов (признаков), характерных для каждой операции. Сигналы признаков поступают на арифметическое устройство (АУ) и настраивают отдельные узлы его на выполнение той операции, в результате расшифровки кода которой образовалась данная группа признаков.

Сигналы, относящиеся к адресной части команды, воздействуют через УУ на ОЗУ таким образом, что сначала из ОЗУ вызывается в АУ число по первому, а затем — по второму адресу.

АУ исполняет заданную операцию над числами. К моменту окончания операции УУ подготавливает соответствующие цепи машины для записи результата операции из АУ в ячейку ОЗУ, указанную по третьему адресу.

Таким образом, в течение рабочего цикла машины УУ осуществляет синхронизацию работы отдельных узлов и устройств машины так, чтобы обмен информацией между ними происходил во вполне определенной последовательности.

Количество команд, уже выполненных машиной, фиксируется счетчиком команд, расположенным в УУ. Число, накопившееся в счетчике, указывает номер ячейки ОЗУ, из которой вызывается следующая команда (если команды выполняются последовательно). Если программой предусмотрено изменение порядка выполнения команд, то для этого предусматривается специальная команда, по которой содержимое счетчика изменяется таким образом, чтобы в следующем такте из ОЗУ была вызвана соответствующая команда.

При необходимости результаты выполнения отдельных операций выводятся из машины через устройство вывода и печатаются.

Вычислительные возможности ЭЦМ в значительной степени определяются емкостью (количеством ячеек) ОЗУ Обычно она не превышает 2—4 тыс. ячеек.

Если объем вычислений таков, что емкость ОЗУ оказывается недостаточной, то программа и весь числовой материал записываются во внешнее запоминающее устройство (ВЗУ), откуда они в процессе решения переписываются по частям в ОЗУ. Емкость ВЗУ достигает десятков и сотен тысяч чисел. В качестве носителя информации во ВЗУ используют магнитные барабаны и магнитную ленту. Принцип записи тот же, что и в магнитофоне.

22-5. ОСНОВНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ ЭЦМ

Электронная цифровая машина состоит из большого числа простых стандартных элементов (ячеек), определенным образом соединенных между собой и образующих отдельные блоки и устройства машины.

К основным элементам ЭЦМ относятся:

1) схема совпадений (схема «И»), имеющая несколько входов и создающая сигнал на выходе только в случае одновременного наличия сигналов на всех входах (рис. 22-4, *а*);

2) схема несовпадений (схема «ИЛИ», собирательная схема), имеющая несколько входов и создающая сигнал на выходе в случае наличия сигнала на одном из входов (рис. 22-4, *б*);

3) схема отрицания (схема «НЕ», инвертор), имеющая один вход и создающая на выходе сигнал, обратный по фазе входному (однокаскадный усилитель);

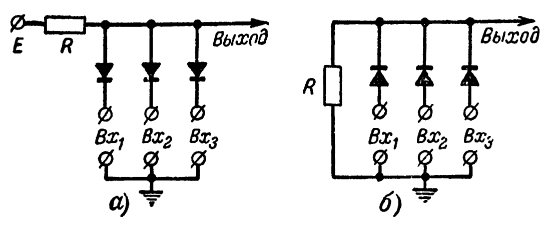
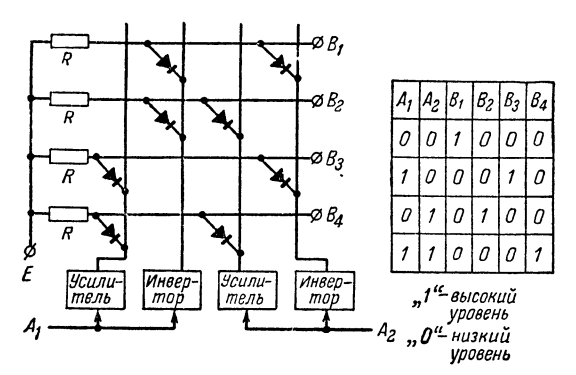


Рис. 22-4. Схема совпадений (*а*) и собирательная схема (*б*). Сигнал на выходе в схеме совпадений появляется только в случае, когда на все входы поданы положительные сигналы высокого уровня и диоды не проводят. Сигналы на выходе в собирательной схеме появляются в случае, когда хотя бы на один из входов подан положительный сигнал высокого уровня (для отрицательных сигналов работает как схема совпадений).



A_1	A_2	B_1	B_2	B_3	B_4
0	0	1	0	0	0
1	0	0	0	1	0
0	1	0	1	0	0
1	1	0	0	0	1

Рис. 22-6. Пример построения избирательной схемы (дешифратора).

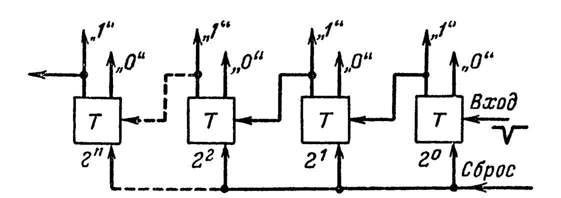


Рис. 22-7. Триггерный счетчик.

Состояние цепочки триггеров отображает в двоичном коде число импульсов, поступивших на вход.

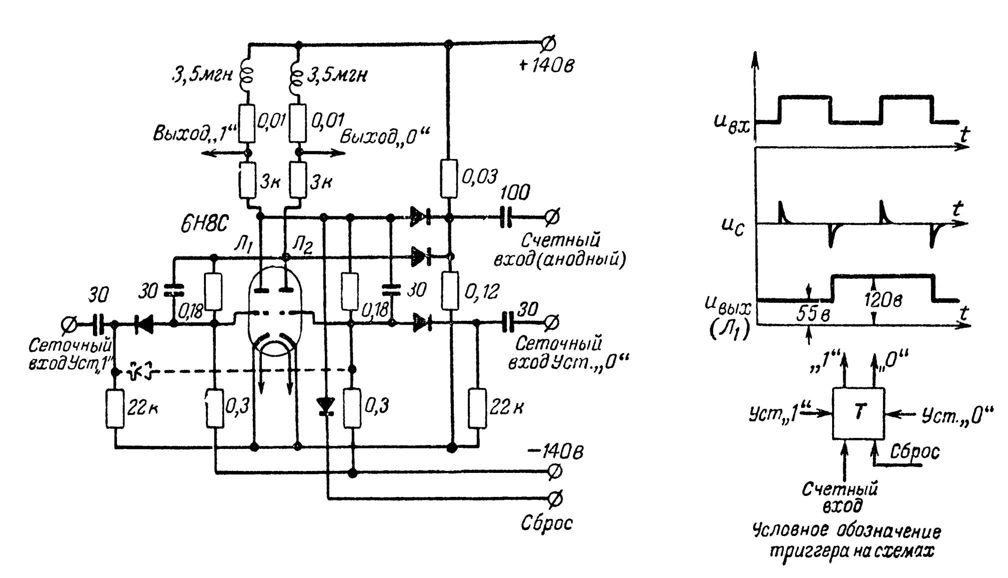


Рис. 22-5. Схема триггера машины «Урал».

Состоянию «0» соответствует наличие тока в левом триоде лампы, а состоянию «1» — отсутствие тока в нем. Сеточные входы служат для установки триггера в состояние «0» или «1». Счетный вход служит для перевода триггера из одного состояния в противоположное. Цепь сброса служит для установки триггера в состояние «0». Триггер используется в схемах регистров. При образовании сеточного счетного входа (показано пунктиром) используется в схемах счетчиков и сумматоров.

4) триггер — спусковая схема, имеющая два устойчивых состояния, сопоставляемых с двумя символами (0 и 1) двоичной системы счисления (рис. 22-5).

5) избирательная схема — многополюсник с m входами и n выходами, обеспечивающий вполне определенную комбинацию сигналов на выходе, соответствующую одной или нескольким вполне определенным комбинациям сигналов на входе (рис. 22-6).

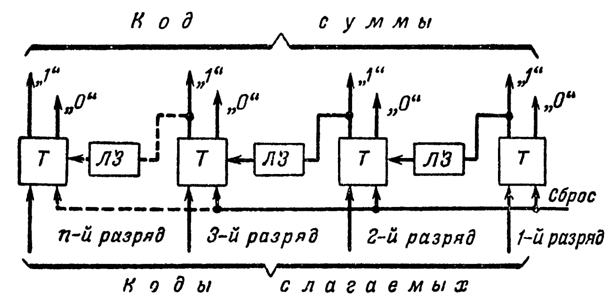


Рис. 22-8. Сумматор на триггерах.

При поступлении кода первого числа цепочка триггеров «запоминает» его. При поступлении кода второго числа происходит поразрядное сложение. Если в каком-либо разряде обоих слагаемых стоит единица, то соответствующий триггер устанавливается в положение нуль и образуется сигнал переноса, который через линию задержки (*ЛЗ*) передается в старший разряд (время задержки должно быть больше времени опрокидывания триггера).

На рис. 22-7 и 22-8 показаны комбинации основных элементов, обеспечивающие выполнение специальных задач.

когда процессы в модели имеют иную физическую природу, но одинаковое с изучаемым явлением математическое описание.

В основе математического моделирования лежат законы подобия различных по своей природе физических явлений. Подобие проявляется, в частности, в том факте, что многие процессы, имеющие различную физическую сущность, описываются одинаковыми математическими уравнениями. Например, закон всемирного тяготения описывается уравнением

$$F = \frac{m_1 m_2}{r^2},$$

показывающим, что сила взаимного притяжения F двух тел с массами m_1 и m_2 прямо пропорциональна произведению масс и обратно пропорциональна квадрату расстояния между телами.

Совершенно такую же форму имеет закон взаимодействия двух электрических зарядов, только вместо масс необходимо взять величины этих зарядов.

Наиболее удобной для изучения и воспроизведения в лабораторных условиях является область электрических явлений, поэтому наибольшее значение имеют методы электрического моделирования

Моделирующей установкой называется устройство, структура которого может изменяться таким образом, чтобы происходящие в нем процессы описывались уравнениями, подлежащими исследованию.

22-6. ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ НЕКОТОРЫХ ОТЕЧЕСТВЕННЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ ЦИФРОВЫХ МАШИН

Тип машины	Число двоичных разрядов	Запоминающее устройство	Емкость запоминающего устройства	Скорость вычислений (число операций в секунду)	Количество электронных ламп и полупроводниковых диодов
БЭСМ	39	Электронно-лучевые трубки (ЭТ) [1], магнитный барабан (МБ), магнитные ленты (МЛ)	ЭТ—1 024 МБ—5 120 МЛ—120 000	До 13 000 сложений, 3 700 умножений	5 000 ламп
«Стрела»	43	Электронно-лучевые трубки (ЭТ) и магнитные ленты	ЭТ-2 048 МЛ—100 000	2 000—3 000 сложений	8 000 ламп, 60 000 диодов
М-2	34	Электронно-лучевые трубки (ЭТ)[1], магнитный барабан (МБ) и магнитная лента	ЭТ-512 МБ-5 000	3 000 сложений	1 670 ламп
М-3	30	Магнитный барабан (МБ)	2 048	30 операций в секунду	770 ламп
«Урал»	36	Магнитный барабан (МБ), магнитная лента (МЛ), перфолента (ПЛ)	МБ—1 024 МЛ—40 000 ПЛ—10 000	100 операций в секунду	836 ламп

[1] В последнее время используется память на ферритах емкостью 1 024 числа.

22-7. НАЗНАЧЕНИЕ И ОБЛАСТИ ПРИМЕНЕНИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ МАШИН НЕПРЕРЫВНОГО ДЕЙСТВИЯ

Механизация вычислительных работ может осуществляться не только путем численного решения сложных математических задач на машине, но и путем моделирования (воспроизведения) явлений, подлежащих исследованию.

Моделирование может быть физическим, когда процессы в модели имеют ту же физическую природу, что и в исследуемом объекте, или математическим, когда процессы в модели имеют иную физическую природу, но одинаковое с изучаемым явлением математическое описание.

Величины, характеризующие изменение процессов в модели, изменяются непрерывно во времени. По этой причине моделирующие устройства называют также вычислительными машинами непрерывного действия.

На электронных моделях решение исследуемых уравнений получается в форме электрических напряжений, регистрируемых с помощью шлейфовых или электронных осциллографов.

Точность решения задач на электронных моделях составляет величину 1—5%, что вполне достаточно для целого ряда практических случаев.

Область применения электронных моделей очень об-

ширна и охватывает следующие наиболее важные для техники вопросы:

1) исследование и проектирование систем автоматического регулирования и управления машинами и производственными процессами;

2) испытания реальной аппаратуры автоматического регулирования и управления;

3) анализ линейных и нелинейных электрических цепей и систем.

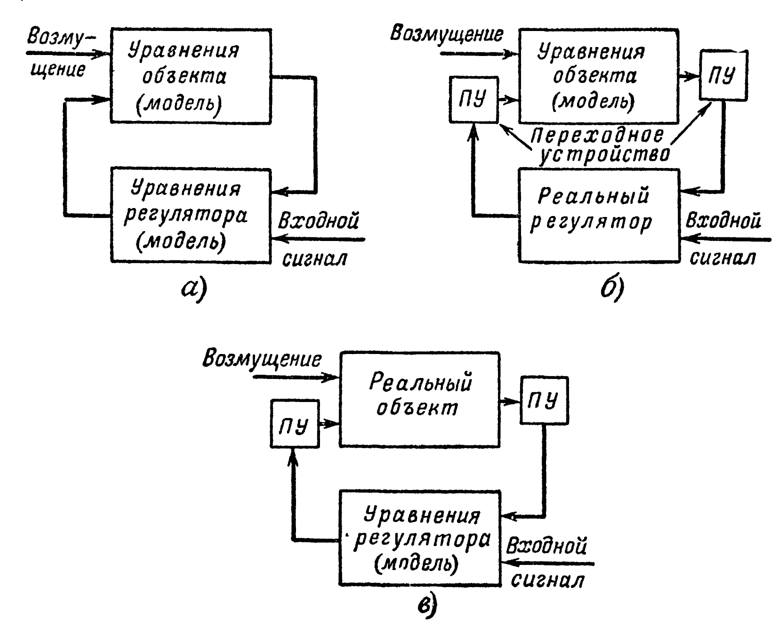


Рис. 22-9. Варианты использования электронных моделей для исследования систем автоматического регулирования.

а — моделирование всех звеньев системы для отыскания ее структуры и параметров, удовлетворяющих техническим условиям; *б* — проверка реального регулятора на модели объекта (переходные устройства — *ПУ* предназначены для связи модели с регулятором и наоборот); *в* — подбор на модели структуры регулятора для реального объекта.

Способы построения решающих элементов электронных моделей используются при создании специализированных счетно-решающих устройств, применяемых в системах управления машинами и производственными процессами.

Важным свойством электронных моделей является простота их сочленения с реальными объектами для совместной работы (рис. 22-9). Это позволяет в лабораторных условиях проводить достаточно всесторонние исследования и испытания отдельных реальных узлов сложных систем. Это свойство моделей позволяет всесторонне исследовать поведение машины или системы машин в процессе проектирования, не конструируя их, что дает огромный экономический выигрыш. Модели, например, позволяют в лаборатории исследовать наиболее сложные и опасные режимы полета нового самолета, не выполняя испытательного полета.

22-8. МАТЕМАТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ ФИЗИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ, ИЗМЕНЯЮЩИХСЯ ВО ВРЕМЕНИ

Переменные величины, функции и их производные

Многие параметры, характеризующие то или иное физическое явление или процесс, являются переменными величинами, зависящими от времени и от других параметров, а чаще — от того и другого. Так, например, температура, влажность и давление воздуха зависят от времени года и суток. Скорость самолета зависит от расхода горючего и высоты полета.

Если некоторая переменная величина y зависит от другой переменной величины x, то говорят, что y есть функция x, и наличие такой зависимости записывают в виде выражения

$$y = f(x) \text{ или } y = y(x).$$

Под математической функцией следует понимать закон, связывающий взаимные изменения переменных величин.

В выражении $y = f(x)$ переменная y является зависимой переменной или ф у н к ц и е й, а переменная x является независимой переменной, так как ее значения выбираются в общем случае произвольным образом, и называется а р г у м е н т о м.

При решении технических задач требуется с помощью математических формул и уравнений описать взаимные изменения переменных величин, характеризующих изучаемые процессы, т. е. в конечном итоге найти одни переменные как функции других. В большом числе практических случаев интересуются изменением переменных величин во времени. При этом важнейшей характеристикой, определяющей поведение переменной величины во времени, является быстрота ее изменения.

Если некоторая зависящая от времени переменная величина $u(t)$ в момент времени t_1 имела значение u_1, а в момент времени t_2 получила новое значение u_2 (рис. 22-10), то говорят, что переменная величина u получила приращение $\Delta u = u_2 - u_1$ за приращение времени $\Delta t = t_2 - t_1$. Здесь Δ означает символ приращения. Отношение приращения функции к приращению ее аргумента $\frac{\Delta u}{\Delta t}$ равно средней скорости изменения функции $u(t)$ в интервале времени $t_2 - t_1$. Чем меньше интервал изменения аргумента Δt, тем ближе значение средней скорости к истинной скорости в момент t_1. Если интервал Δt в процессе уменьшения стремится к нулю ($\Delta t \to 0$), то отношение $\frac{\Delta u}{\Delta t}$ стремится к некоторому предельному значению, которое точно равно скорости изменения переменной величины и называется п р о и з в о д н о й переменной величины $u(t)$ по независимой переменной t.

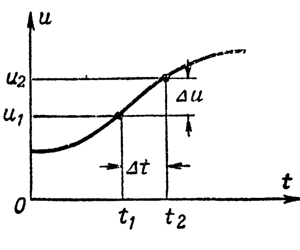


Рис. 22-10.

Производная является количественной мерой приращения переменной величины.

Операция нахождения производной сводится к вычислению указанного выше предела. Она производится

по специальным правилам и обозначается следующим образом:

$$\frac{du}{dt} = \lim_{\Delta t \to 0} \frac{\Delta u}{\Delta t},$$

где lim (предел) означает нахождение предела.

Производные переменных величин сами могут быть функциями времени. Поэтому можно определить производную от производной, т. е. вторую производную:

$$\frac{d^2u}{dt^2} = \frac{d}{dt}\left(\frac{du}{dt}\right).$$

Вторая производная является ускорением переменной величины.

Аналогичным образом определяются и высшие производные.

Примеры

1. Напряжение на катушке индуктивности при протекании через нее тока пропорционально скорости его изменения (постоянный ток падения напряжения на индуктивности не создает):

$$u_L(t) = L\frac{di}{dt}.$$

2. Ток, протекающий через конденсатор, пропорционален скорости изменения напряжения на его обкладках·

$$i_C(t) = C\frac{du_C}{dt}.$$

Дифференциальные уравнения

Описать математически тот или иной физический процесс, изменяющийся во времени, это значит установить связь между производными, характеризующими быстроту изменения переменных величин.

Математическое соотношение, связывающее неизвестную функцию и ее производные по одной независимой переменной величине, называется обыкновенным дифференциальным уравнением.

Пример. Требуется составить дифференциальное уравнение заряда конденсатора (рис. 22-11).

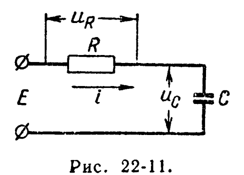


Рис. 22-11.

Введем следующие обозначения: E — напряжение внешнего источника; R — сопротивление цепи; C — емкость конденсатора; i — ток в цепи; u_C — напряжение на емкости.

Тогда ток в цепи

$$i(t) = C\frac{du_C}{dt};$$

падение напряжения на сопротивлении

$$u_R(t) = i(t)R = RC\frac{du_C}{dt}.$$

Пользуясь вторым законом Кирхгофа можно написать:

$$E = RC\frac{du_C}{dt} + u_C \text{ или } E = RCDu_C + u_C,$$

где D — условный символ операции нахождения производной, $D = \frac{d}{dt}$.

Полученное уравнение описывает процесс заряда конденсатора от источника постоянного напряжения.

Порядком дифференциального уравнения называется порядок наивысшей из производных, входящих в это уравнение.

Решить дифференциальное уравнение — это значит найти входящую в него переменную как явную функцию времени. Решение дифференциального уравнения не содержит производных.

Пример. Решение дифференциального уравнения заряда конденсатора имеет вид

$$u_C = E\left(1 - e^{-\frac{t}{RC}}\right),$$

где $e \approx 2{,}718$ — основание натуральных логарифмов.

Процессы в сложных системах, поведение которых характеризуется многими переменными величинами, описываются системами дифференциальных уравнений.

Система дифференциальных уравнений считается решенной, если все переменные определены как функции времени.

Обыкновенное дифференциальное уравнение порядка n записывается в следующей форме:

$$a_0\frac{d^n x}{dt^n} + a_1\frac{dx^{n-1}}{dt^{n-1}} + \ldots + a_{n-1}\frac{dx}{dt} + a_n x = f(t)$$

или

$$a_0 D^n x + a_1 D^{n-1}x + \ldots + a_{n-1}Dx + a_n x = f(t).$$

Если коэффициенты уравнения a_i являются постоянными, то мы имеем дифференциальное уравнение с постоянными коэффициентами.

Дифференциальное уравнение, коэффициенты которого являются функциями времени t, называется дифференциальным уравнением с переменными коэффициентами.

Дифференциальное уравнение, коэффициенты которого зависят от искомой функции, называется нелинейным дифференциальным уравнением.

Для получения вполне определенного решения дифференциального уравнения или системы, учитывающего начальное состояние исследуемого процесса, необходимо знать начальные условия, т. е. значения входящих в уравнение переменных и их производных в начальный момент времени. Число необходимых начальных условий равно порядку дифференциального уравнения. Например, для определения процесса изменения напряжения на конденсаторе важно знать, был ли он заряжен и до какого напряжения к моменту включения внешнего источника напряжения.

Интеграл

Если известна скорость изменения переменной величины $u(t)$, т. е. производная $y = \frac{du}{dt}$, то полное изменение величины $u(t)$ за промежуток времени от t_0 до t можно приближенно определить как сумму элементарных приращений переменной на всех достаточно малых интерва-

лах $\Delta t_i = t_{i+1} - t_i$, составляющих весь промежуток $t - t_0$.

Значение производной внутри каждого интервала Δt_i принимается постоянным и равным ее значению в середине интервала. В результате получится сумма $\sum_{i=0}^{n} y_i \Delta t_i$ (рис. 22-12), где $\sum$ обозначает операцию суммирования.

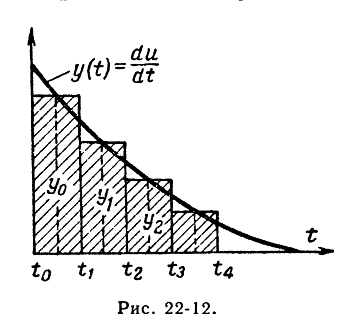


Рис. 22-12.

Предел полученной суммы при условии, что каждый интервал Δt_i стремится к нулю ($\Delta t_i \to 0$), а количество n таких интервалов на промежутке $t - t_0$ стремится к бесконечности ($n \to \infty$), называется интегралом функции $y(t)$ за время $t - t_0$ и обозначается следующим образом:

$$\int_{t_0}^{t} y(t)\,dt = \lim_{\substack{\Delta t_i \to 0 \\ n \to \infty}} \sum_{i=0}^{n} y_i \Delta t_i.$$

Символ $\int$ называется знаком интеграла; число t_0 — нижним пределом; число t — верхним пределом; функция $y(t)$ — подынтегральной функцией; выражение $y(t)\,dt$ — подынтегральным выражением; буква t — переменной интегрирования.

Геометрически интеграл представляет собою площадь фигуры, ограниченной осью абсцисс, прямыми, параллельными оси ординат и проходящими через абсциссы t_0 и t, и графиком функции $y(t)$.

Если верхний предел представляет собой конечное число $t = t_1$, то интеграл имеет конечное значение; если верхний предел переменный, то интеграл является функцией верхнего предела. В этом случае интеграл имеет производную по верхнему пределу.

Между интегралом с переменным верхним пределом и его производной существует однозначная зависимость. Если

$$u(t) = \int_{t_0}^{t} y(\tau)\,d\tau, \quad \text{то} \quad \frac{du}{dt} = y(t).$$

Таким образом, если процесс дифференцирования (нахождения производной) позволяет по известной функции найти скорость ее изменения, то процесс интегрирования позволяет по известной скорости изменения функции найти саму функцию.

Иными словами, интегрирование есть действие, обратное дифференцированию.

Для обозначения интегрирования используется символическая запись:

$$\int y(t)\,dt = \frac{1}{D}\, y(t).$$

Пример. Ток, протекающий через емкость C под действием переменного напряжения $u_C(t)$, равен:

$$i_C(t) = C\frac{du_C}{dt}.$$

Учитывая связь между интегралом и производной, можно записать:

$$u_C(t) = \frac{1}{C}\int i_C(t)\,dt.$$

22-9. ПРЕДСТАВЛЕНИЕ МАТЕМАТИЧЕСКОЙ ЗАДАЧИ В ВИДЕ БЛОК-СХЕМЫ

Блок-схема решения уравнения

Любая задача, решаемая на моделирующей установке, представляется в виде определенных соотношений между переменными, которые набираются на моделирующей установке.

Перед набором задачи необходимо представить ее в виде блок-схемы, которая позволяет определить количество и типы решающих элементов, их параметры и характер взаимных связей между ними.

Пусть, например, искомая величина x связана с величиной y следующим соотношением:

$$x = y + ay^2.$$

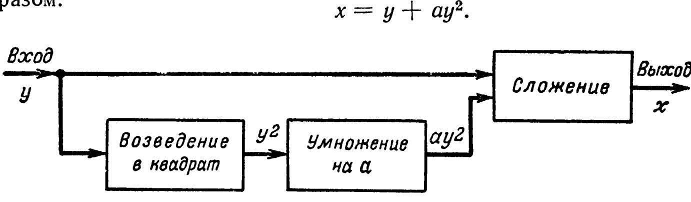


Рис. 22-13.

Процесс решения этой задачи может быть представлен в виде блок-схемы, показанной на рис. 22-13.

Если решающие элементы не позволяют производить умножение на $a > 1$, то уравнение преобразуется к виду

$$\frac{1}{a}x = \frac{1}{a}y + y^2$$

и решение выполняется по блок-схеме, приведенной на рис. 22-14.

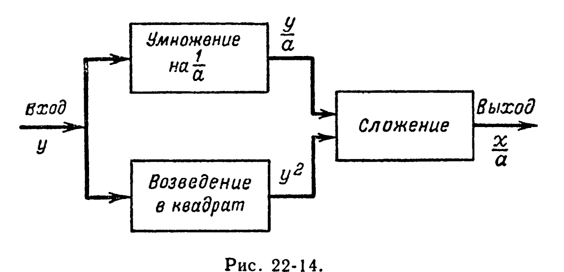


Рис. 22-14.

В результате решения получается искомая величина x, уменьшенная в a раз.

Если искомая величина x является функцией нескольких переменных $y, z, q \ldots$, например

$$x = y + yz + \sin q,$$

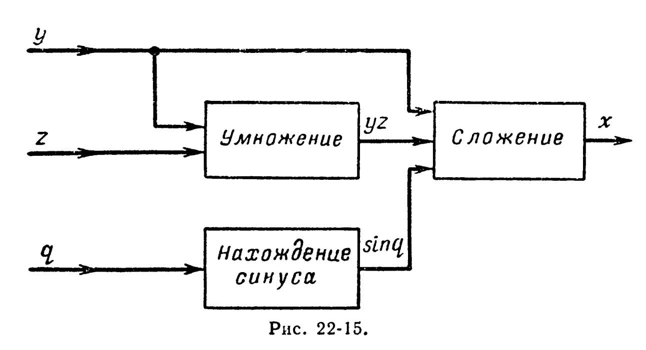


Рис. 22-15.

то схема решения задачи имеет несколько входов. Результаты операций над переменными «смешиваются» и осуществляют правильную зависимость (рис. 22-15).

Блок-схема решения системы уравнений

Если задана для решения система нескольких уравнений, например

$$\left.\begin{aligned} x &= y + ax^2; \\ y &= x + by^2, \end{aligned}\right\}$$

то каждое уравнение решается электрически для своей переменной с помощью группы решающих элементов. Результат решения подается на вход следующей группы решающих элементов, на которой набрано другое уравнение системы, и т. д. (рис. 22-16).

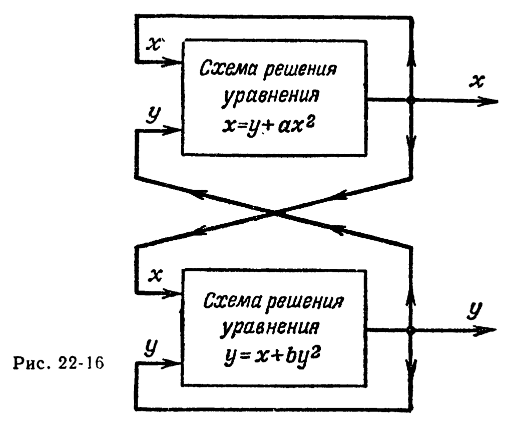


Рис. 22-16

Установленные таким образом взаимные связи между группами решающих элементов позволяют получить решение, удовлетворяющее одновременно всем уравнениям системы.

Блок-схема решения задачи методом неявных функций

В уравнениях, подобных одному из уравнений рассмотренной выше системы $x = y + ax^2$, величину x невозможно выразить в явном виде, чтобы составить блок-схему решения. Для избежания этой трудности необходимо рассматривать величину x, стоящую в правой части уравнения, как известную, ибо она должна получаться на выходе группы решающих элементов. Эту величину следует подать на вход схемы, образовав, таким образом, заданное математическое соотношение. В результате получится блок-схема решения, показанная на рис. 22-17.

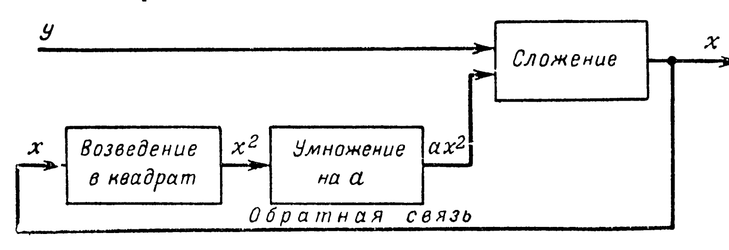


Рис. 22-17.

Как в случае решения системы уравнений, так и в случае использования метода неявных функций блок-схема решения содержит обратные связи.

В каждом конкретном случае необходимо принимать меры, чтобы избежать образования положительных обратных связей, могущих привести к неустойчивости схемы решения уравнения.

Блок-схема решения дифференциального уравнения

Так как дифференциальное уравнение содержит производные искомой величины, зависящей от времени, то для нахождения этой величины необходимо выполнить действие интегрирования. Поэтому для решения дифференциального уравнения на модели необходимо иметь решающие элементы, называемые **интеграторами**.

Электронные моделирующие установки, на которых можно решать дифференциальные уравнения, часто называют **электронными интеграторами**.

Количество интеграторов, необходимых для решения уравнения, равно порядку последнего.

При решении дифференциальных уравнений на модели используется метод неявных функций, а именно, принимается, что искомая функция и все ее производные, кроме старшей, известны. Тогда сумма всех этих величин, принятых известными и умноженных на коэффициенты, определяемые уравнением, даст значение наивысшей производной. Интегрируя эту сумму, можно получить производную меньшего на единицу порядка и подать ее на вход схемы. Интегрирование производится последовательно столько раз, каков порядок уравнения, и выход каждого интегратора подается на вход схемы решения с коэффициентом и знаком, определяемыми структурой уравнения. Переменная величина на выходе последнего интегратора является искомой функцией времени.

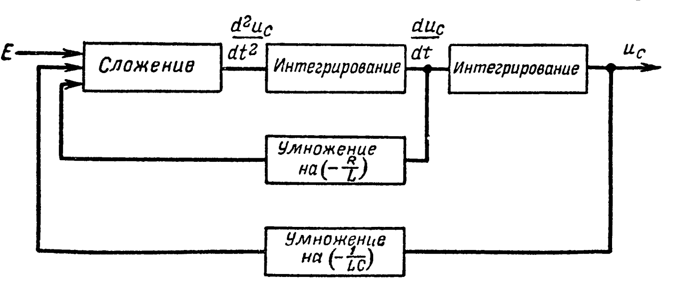


Рис. 22-18. Блок-схема решения дифференциального уравнения колебательного контура.

Например, дифференциальное уравнение, определяющее изменение напряжения на емкости u_C последовательного контура, состоящего из индуктивности L, сопротивления R и емкости C, при включении на вход постоянного напряжения E имеет следующий вид:

$$\frac{d^2u_C}{dt^2} + \frac{R}{L}\frac{du_C}{dt} + \frac{1}{LC}u_C = \frac{1}{LC}E$$

и может быть решено с помощью схемы, содержащей два интегратора (рис. 22-18).

Схема для решения дифференциального уравнения в большинстве случаев имеет обратные связи.

Решение систем дифференциальных уравнений выполняется по методу, описанному выше (рис. 22-16).

При решении дифференциальных уравнений обязательно вводятся начальные условия.

Типы основных решающих элементов

Сложные математические задачи можно решить с помощью комбинаций ограниченного числа простых операций, выполняемых основными решающими элементами. На практике широкий круг задач решается путем комбинаций следующих решающих элементов:

1) устройства для получения суммы двух или нескольких величин;

2) устройства для умножения переменных величин на постоянный коэффициент;

3) устройства для изменения знака переменных величин;

4) устройства для образования произведения двух переменных величин;

5) устройства для образования различных функций переменных величин;

6) устройства для получения интеграла от изменяющихся во времени переменных величин;

7) устройства для умножения переменных величин на коэффициент, изменяющийся во времени.

Приведенный перечень решающих элементов позволяет составить схемы для решений обыкновенных дифференциальных уравнений трех указанных типов (линейных с постоянными и переменными коэффициентами и нелинейных), а также систем дифференциальных уравнений.

Представление переменных величин в электронной модели

Физические величины, входящие в систему решаемых уравнений, представляются в электронной модели напряжениями. Эти напряжения носят название машинных переменных. Таким образом, с помощью электронной модели устанавливаются математические зависимости не между исходными переменными решаемой задачи, а между машинными переменными. Для того чтобы отразить это различие, принято исходные переменные обозначать малыми буквами, а машинные — заглавными.

В электронных моделях, выпускаемых в Советском Союзе, машинные переменные изменяются в пределах $\pm$ 100 *в*, поэтому за единицу их измерения принимают машинную единицу, равную ста вольтам.

22-10. ПРИНЦИПЫ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ ДЛЯ ВЫПОЛНЕНИЯ МАТЕМАТИЧЕСКИХ ОПЕРАЦИЙ

Умножение на постоянный коэффициент

Для умножения на постоянный коэффициент используют делитель напряжения или линейный потенциометр, если величина постоянного коэффициента K заключена между нулем и единицей.

Для делителя или потенциометра (рис. 22-19, *а*) справедливо соотношение

$$u_2 = Ku_1,$$

где $K = \dfrac{R_1}{R}$.

Значение установленного коэффициента может быть прочитано по шкале потенциометра, градуировка которой будет линейной, если нагрузка, включенная на выход

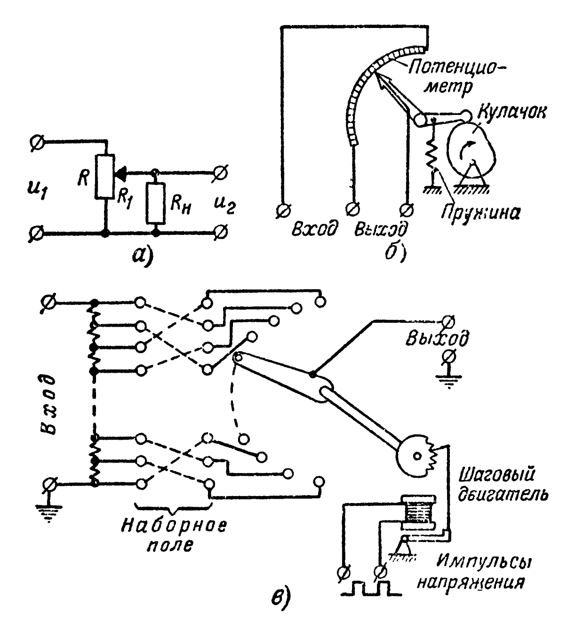


Рис. 22-19. Делитель напряжения (*а*), кулачковый вариатор коэффициентов (*б*) и вариатор коэффициентов с шаговым искателем (*в*).

потенциометра, очень мала, а источник входного напряжения обладает достаточной мощностью.

Если потенциометр нагружен на конечное сопротивление $R_н$, то

$$u_2 = K_1 u_1,$$

где

$$K_1 = K - \frac{K^2(1-K)\dfrac{R}{R_н}}{1+K(1-K)\dfrac{R}{R_н}}.$$

Влияние нагрузки приводит к зависимости коэффициента передачи цепи от величины нагрузки и от произведения плеч потенциометра. Влияние нагрузки уменьшается с увеличением $R_н$.

Умножение на переменный коэффициент

Устройства, предназначенные для реализации переменных во времени коэффициентов, называются вариаторами коэффициентов или блоками переменных коэффициентов. Используются электромеханические и электронные вариаторы коэффициентов.

Электромеханический вариатор представляет собой линейный потенциометр или делитель напряжения, положение движка (отвода) которого изменяется в соответствии с заданной для воспроизведения функцией времени (рис. 22-19, *б* и *в*). На вход такого устройства подается напряжение, которое надлежит умножить на переменный во времени коэффициент. Основным элементом, с помощью которого изменяется положение отвода потенциометра, является профилированный кулачок, выполненный в соответствии с заданной для воспроизведения функцией времени, или шаговый искатель с большим количеством ламелей.

При необходимости получения переменных коэффициентов с большой скоростью изменения используются электронные вариаторы (см. стр. 482).

Операционные усилители

Операционным усилителем называется электронный усилитель, предназначенный для выполнения математических операций над напряжением, действующим на входе усилителя.

Операционный усилитель состоит из усилителя постоянного тока и цепей обратной связи, имеющих полное сопротивление Z_1 и Z_2 (рис. 22-20).

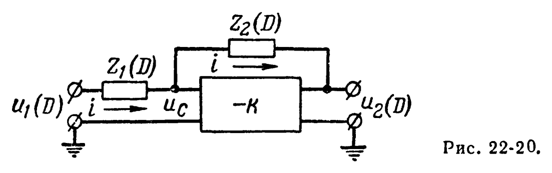


Рис. 22-20.

С помощью усилителя постоянного тока с обратной связью в электронных моделях реализуются все линейные решающие элементы.

Для усилителя постоянного тока, имеющего большой коэффициент усиления ($K \gg 1$), нечетное число каскадов ($K < 0$) и охваченного обратной связью через сопротивление Z_2, справедливы следующие уравнения, записанные в символической форме:

$$u_1(D) - u_2(D) = i(D)\,[Z_1(D) + Z_2(D)];\quad u_2(D) = -Ku_c(D),$$

$$i(D) = \frac{u_1(D) - u_c(D)}{Z_1(D)}.$$

Совместное решение этих уравнений дает следующее основное уравнение операционного усилителя, связывающее напряжения на его входе и выходе:

$$\frac{u_2(D)}{u_1(D)} = -\frac{Z_2(D)}{Z_1(D)} \cdot \frac{1}{\dfrac{K+1}{K} + \dfrac{1}{K} \cdot \dfrac{Z_2(D)}{Z_1(D)}}.$$

При очень большом коэффициенте усиления усилителя постоянного тока без обратной связи ($K \gg 1$) уравнение операционного усилителя принимает следующий вид:

$$u_2(D) = -\frac{Z_2(D)}{Z_1(D)}\,u_1(D).$$

Характер математической операции, выполняемой схемой, определяется, таким образом, оператором, равным отношению сопротивления цепи обратной связи $Z_2(D)$ к сопротивлению входной цепи $Z_1(D)$. Это правило выполняется тем точнее, чем больше коэффициент усиления K.

Основными источниками погрешностей операционного усилителя являются конечное значение коэффициента усиления усилителя постоянного тока, дрейф усилителя постоянного тока и нестабильность элементов схемы.

В табл. 22-2 приведены некоторые примеры применения операционных усилителей в качестве основных решающих элементов, а в табл. 22-3 показаны схемы операционных усилителей для моделирования звеньев систем автоматического регулирования

Таблица 22-2

Схема операционного усилителя	Сопротивление обратной связи $Z_2(D)$	Сопротивление входной цепи $Z_1(D)$	Уравнение операционного усилителя	Математическая операция, выполняемая усилителем
U_1, R_1, R_2, U_2	$Z_2(D) = R_2$	$Z_1(D) = R_1$	$U_2 = -\frac{R_2}{R_1}U_1$	Умножение на отрицательное постоянное число
U_{11}, U_{12}, U_{13}, R_{11}, R_{12}, R_{13}, R_2, U_2	$Z_2(D) = R_2$	$Z_{11}(D) = R_{11}$ $Z_{12}(D) = R_{12}$ $Z_{13}(D) = R_{13}$ $Z_{1n}(D) = R_{1n}$	$U_2 = -\sum_{i=1}^{n}\frac{R_2}{R_{1i}}U_{1i}$	Суммирование нескольких независимых переменных
U_1, R, C, U_2	$Z_2(D) = \frac{1}{DC}$	$Z_1(D) = R$	$U_2 = -\frac{1}{RC}\int_0^t U_1 dt$	Интегрирование по времени одной переменной
U_1, C, R, U_2	$Z_2(D) = R$	$Z_1(D) = \frac{1}{DC}$	$U_2 = -RC\frac{dU_1}{dt}$	Дифференцирование по времени одной переменной
U_{11}, U_{12}, U_{13}, R_{11}, R_{12}, R_{13}, C, U_2	$Z_2(D) = \frac{1}{DC}$	$Z_{11}(D) = R_{11}$ $Z_{12}(D) = R_{12}$ $Z_{13}(D) = R_{13}$ $Z_{1n}(D) = R_{1n}$	$U_2 = -\frac{1}{C}\int_0^t \sum_{i=1}^{n}\frac{U_{1i}}{R_{1i}}dt$	Интегрирование по времени суммы нескольких переменных

Таблица 22-3

Схема операционного усилителя	Передаточная функция $W(D) = \frac{U_2(D)}{U_1(D)}$	Уравнение, решаемое усилителем
	$W(D) = -\frac{k}{TD+1}$; $k = \frac{R_2}{R_1}$; $T = R_2C$	Уравнение инерционного звена
	$W(D) = -k(TD+1)$; $k = \frac{R_2}{R_1}$; $T = R_1C$	Уравнение форсирующего звена
	$W(D) = -\frac{R_2CD+1}{R_1CD}$	Уравнение последовательного соединения форсирующего и интегрирующего звеньев
	$W(D) = -\frac{R_2CD}{R_1CD+1}$	Уравнение последовательного соединения дифференцирующего и инерционного звеньев
	$W(D) = -k\frac{T_1D+1}{T_2D+1}$; $k = \frac{R_2}{R_1}$; $T_1 = R_1C_1$; $T_2 = R_2C$.	Уравнение последовательного соединения форсирующего и инерционного звеньев
	$W(D) = -\frac{T_2D}{(T_1D+1)(T_2D+1)}$; $T_1 = R_1C_1$; $T_2 = R_2C_2$	Уравнение последовательного соединения дифференцирующего и двух инерционных звеньев

Принципиальные схемы усилителей постоянного тока, используемых в операционных усилителях, показаны на рис. 22-21 и 22-22.

В операционных усилителях электронных моделей используются усилители постоянного тока без стабилизации (рис. 22-21) и со стабилизацией нулевого уровня (рис. 22-22).

22-11. ЭЛЕКТРОННЫЕ ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Универсальный функциональный преобразователь

Функциональный преобразователь предназначен для реализации нелинейной зависимости между входной U_x и выходной U_y машинными переменными вида $U_y = f(U_x)$.

В электронных функциональных преобразователях преобразование входного напряжения по заданному закону производится методом аппроксимации (приближенной замены) функции $U_y = f(U_x)$ ломаной линией, состоящей из прямолинейных отрезков. В результате этого заданная функция представляется в виде

$$U_y = f(0) + kU_x + \sum_{i=1}^{n} b_i (U_x - U_{x_i \text{нач}}),$$

где $f(0)$ — значение воспроизводимой функции при $U_x = 0$;

$U_{x_i \text{нач}}$ — значение входной величины для i-й точки излома аппроксимирующей ломаной.

Для реализации членов вида

$$U_{y_i} = b_i (U_x - U_{x_i \text{нач}})$$

используются линейно-ломаные характеристики диодных схем.

В диодной схеме (рис. 22-23) диод с нагрузкой включается в диагональ моста, который балансируется таким

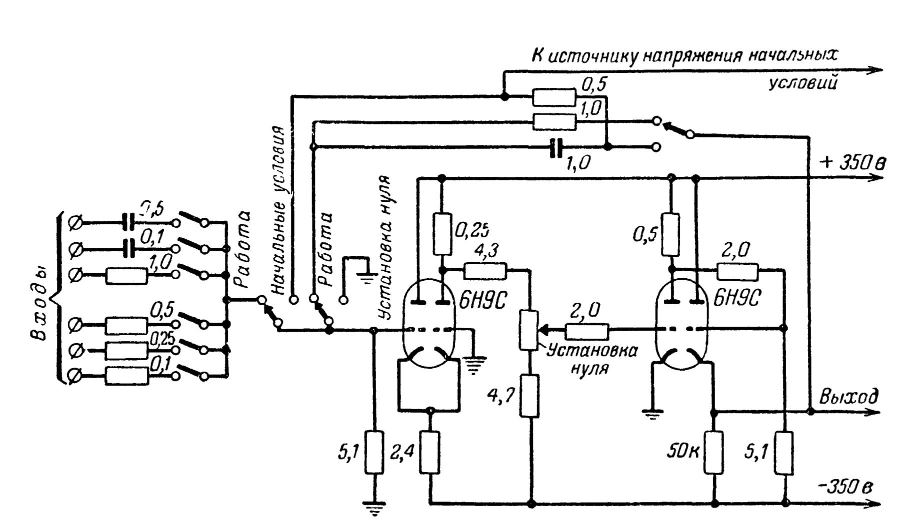


Рис. 22-21. Схема простого операционного усилителя без специальной стабилизации нулевого уровня.

На базе этого усилителя может быть построена модель для решения дифференциальных уравнений невысокого порядка.

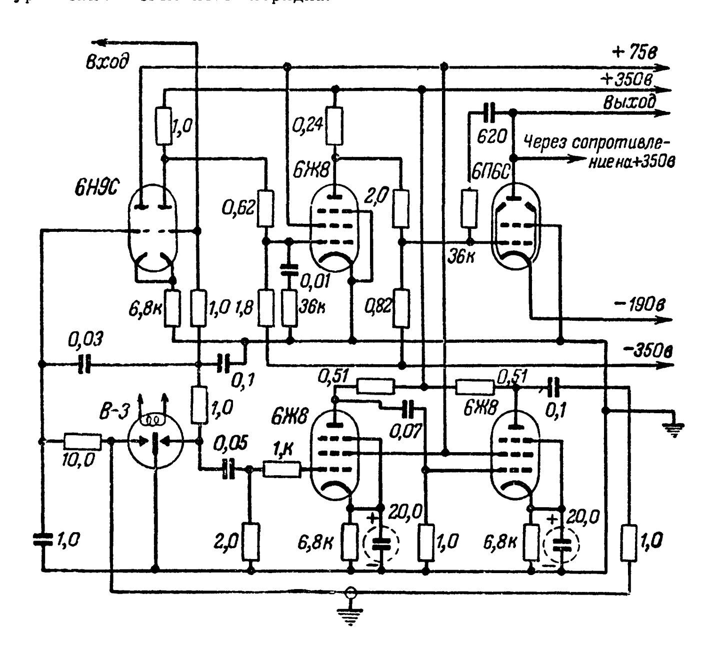


Рис. 22-22. Схема усилителя постоянного тока типа УПТ-10. Для стабилизации нулевого уровня используется метод модуляции с помощью вибратора В-3. Такой усилитель используется в ряде отечественных моделей.

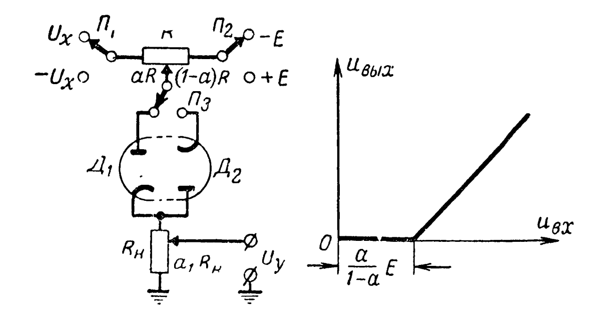


Рис. 22-23. Диодная схема и ее характеристика.

Положение переключателей соответствует работе в первом квадранте.

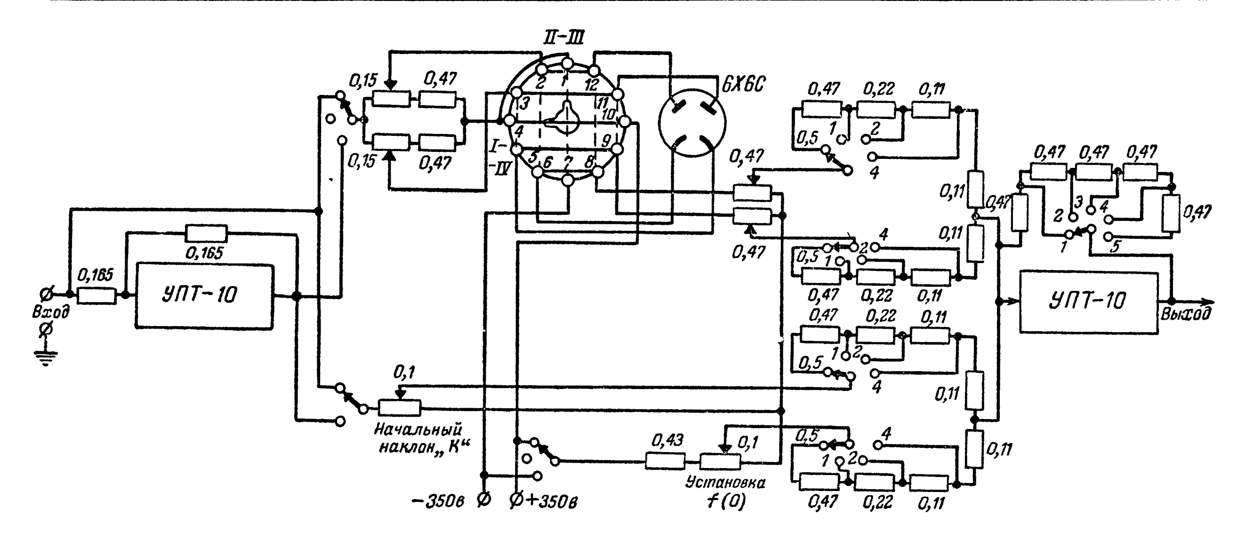


Рис. 22-24. Функциональный преобразователь (нелинейный блок) БН-3. Показаны только две диодные схемы (всего их двенадцать).

образом, чтобы диод начал проводить ток при $U_x = U_{x_i\text{нач}}$. Для этого с помощью потенциометра моста устанавливается напряжение запирания диода, равное по абсолютной величине и обратное по знаку $U_{x\,\text{нач}}$. На участке проводимости диода связь между входным и выходным напряжениями имеет вид

$$U_y = \frac{a_1}{\dfrac{1}{1-a} + a\dfrac{R}{R_\text{н}}}\left(U_x - \frac{a}{1-a}E\right).$$

Величина a определяет напряжение запирания диода, а a_1 — наклон характеристики.

Диодная схема позволяет получать характеристику, проходящую во всех четырех квадрантах (табл. 22-4), что достигается изменением полярности входного напряжения и переключением диода (напряжение запирания всегда должно быть обратно по знаку входному).

Электронный функциональный преобразователь (рис. 22-24) состоит из набора диодных схем, схем для установки начального значения функции $f(0)$, начального наклона $k = \operatorname{tg}\alpha$ и двух операционных усилителей: входного (для изменения знака входной переменной) и выходного (для суммирования напряжений, соответствующих отдельным участкам воспроизводимой функции).

При настройке диодных схем, аппроксимирующих отдельные участки функции, используются следующие правила:

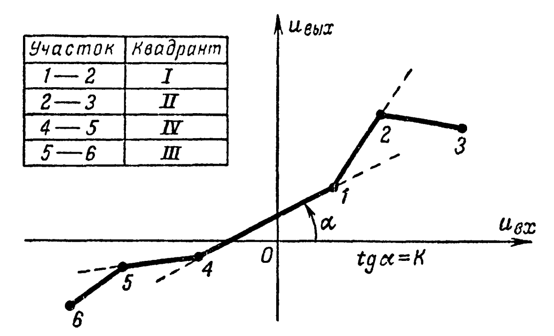
Если при положительном аргументе $U_x > 0$ *аппроксимируемый участок кривой лежит выше* (*левее*) *продолжения предыдущего участка, то характеристика диодной схемы строится в первом квадранте, а в противном случае — во втором.*

Если при отрицательном аргументе $U_x < 0$ *аппроксимируемый участок кривой лежит выше* (*правее*) *продолжения предыдущего участка, то характеристика диодной схемы строится в четвертом квадранте, а в противном случае — в третьем* (рис. 22-25).

Электронный функциональный преобразователь, содержащий 12—14 диодных схем, обеспечивает точность

Таблица 22-4

Переключатель	Положение			
	Квадрант I	Квадрант II	Квадрант III	Квадрант IV
$П_1$ $П_2$ $П_3$	+ − +	− + −	+ + −	− − +
Характеристика диодной схемы	$+u_{вых}$, $+u_{вх}$	$+u_{вх}$, $-u_{вых}$	$-u_{вх}$, $-u_{вых}$	$+u_{вых}$, $-u_{вх}$



Участок	Квадрант
1—2	I
2—3	II
4—5	IV
5—6	III

Рис. 22-25. Пример настройки функционального преобразователя.

воспроизведения функций вида $\sin x$ и $\cos x$ при $x \leqslant 90°$ не хуже 1% от максимума выходного напряжения (100 *в*). Полоса пропускания преобразователя равномерна до частот 200—300 *гц*.

Электронное множительное устройство

Множительное устройство предназначено для получения произведения двух машинных переменных с соблюдением алгебраического правила знаков.

В основу построения схем электронных множительных устройств положено следующее соотношение:

$$CU_xU_y = (U_x + U_y)^2 - (U_x - U_y)^2.$$

Реализация этого соотношения производится по следующей блок-схеме (рис. 22-26).

Входные величины $\pm U_x$ и $\pm U_y$, а также величины $\mp U_x$ и $\mp U_y$ с выходов инвертирующих усилителей поступают на четыре суммирующих устройства, позволяющих получить сумму и разность входных величин с противоположными знаками. Одна из двух сумм при любом сочетании величин и знаков U_x и U_y всегда положительна, а одна из двух разностей — всегда отрицательна.

Обе суммы и обе разности поступают соответственно на два электронных к о м м у т а т о р а (рис. 22-27), которые пропускают только положительную сумму и отрицательную разность. С выхода коммутаторов соответствующие сигналы подаются на два к в а д р а т о р а (квадратором называется функциональный преобразователь, реализующий квадратичную зависимость между входной и выходной переменными). На выходе квадраторов получается положительное значение квадрата суммы и отрицательное квадрата разности. Их алгебраическое суммирование с помощью операционного усилителя дает величину, пропорциональную произведению входных переменных.

При построении квадраторов электронных множительных устройств используются такие же диодные схемы, как и в универсальном функциональном преобразователе (рис. 22-28).

Рис. 22-26. Блок-схема множительного устройства.

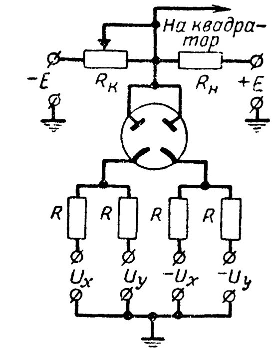


Рис. 22-27. Схема коммутатора и суммирующих устройств. Потенциометром $R_к$ компенсируется начальное напряжение на нагрузке $R_н$.

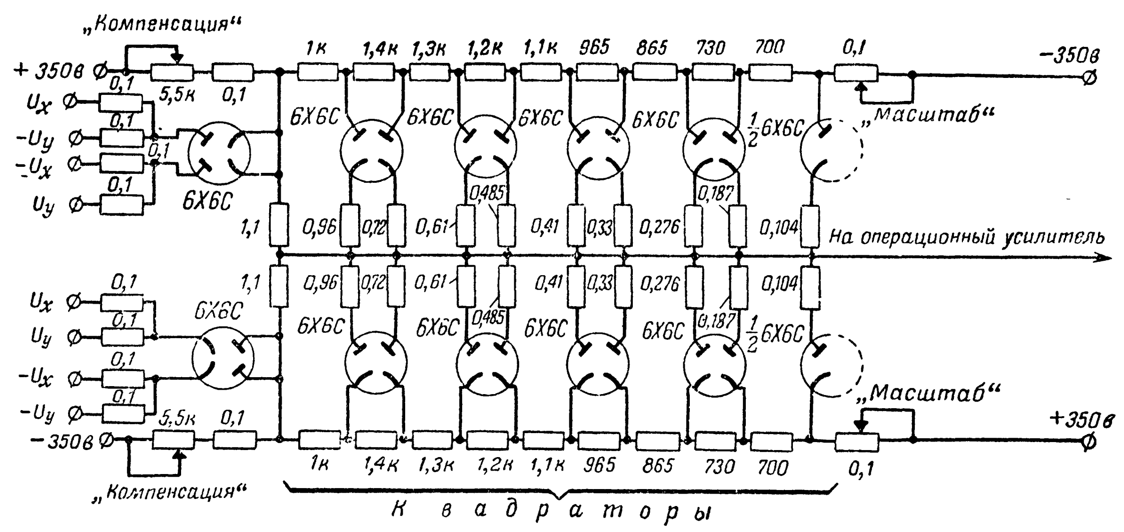


Рис. 22-28. Упрощенная схема блока произведения БП-2 (показаны суммирующие устройства, коммутаторы и квадраторы).

В качестве квадратора может использоваться любое нелинейное сопротивление с квадратичной характеристикой.

Электронный вариатор коэффициентов

Вариатор коэффициентов состоит из функционального преобразователя и множительного устройства.

Функциональный преобразователь, напряжение на входе которого изменяется линейно во времени, позволяет воспроизвести заданную функцию времени. С помощью множительного устройства эта функция времени, соответствующая переменному коэффициенту, умножается на требуемую переменную решаемой задачи.

22-12. ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ОТЕЧЕСТВЕННЫХ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ МАШИН НЕПРЕРЫВНОГО ДЕЙСТВИЯ

Тип машины	Количество линейных решающих элементов		Количество переменных коэффициентов	Количество нелинейных решающих элементов	Примечания
	Всего	Интеграторов			
ИПТ-5*	18	12	18	—	—
МПТ-9*	48	16	48	—	—
КНБ* (комплект нелинейных блоков)	—	—	—	3 шт. БП-2 и 3 шт. БН-3	Используется совместно с моделями ИПТ-5 и МПТ-9
МПТ-11	60	12	12	6 шт. БП-2 и 6 шт. БН-3	Блоки переменных коэффициентов НБ-1 могут использоваться также в качестве нелинейных
МН-1	36	12	36	33	—
МН-2	18	6	12	20 (10 блоков произведений и 10 нелинейностей)	—
МН-7*	16	6	—	4	—
МН-8*	80	32	48	22 (12 произведений и 10 нелинейностей)	—
ЭМУ-5	12	До 12	—	10	Каждый линейный решающий элемент может работать в режиме интегрирования
ЭМУ-6	12	До 12	—	2	
ЭМУ-8*	16	До 16	—	7	

* Выпускаются серийно

22-13. ПОДГОТОВКА ЗАДАЧ ДЛЯ РЕШЕНИЯ НА ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ МАШИНЕ НЕПРЕРЫВНОГО ДЕЙСТВИЯ

Переход к машинным переменным и выбор масштабных множителей

Поскольку математическая машина непрерывного действия оперирует не с реальными физическими величинами, а с их электрическими аналогами, представляемыми напряжениями, то перед решением задачи необходимо установить их соответствие.

Переход от заданной переменной к машинной устанавливается соотношением

$$X = m_x x,$$

где X — машинная переменная;
x — действительная переменная;
m_x — масштабный множитель.

Масштабный множитель имеет размерность и численно равен числу масштабных единиц, содержащихся в одной единице заменяемой переменной.

Для каждой переменной устанавливается свой масштабный множитель.

Масштабные множители должны иметь по возможности большие значения (это уменьшает относительные ошибки), но такие, чтобы в процессе решения задачи машинные переменные не превышали одной машинной единицы (± 100 *в*). Для правильного выбора масштабных множителей можно пользоваться следующим правилом:

$$m_x \leqslant \frac{1}{\text{Максимальное ожидаемое значение } (x)} \times$$

$$\times \frac{\text{Максимальное значение машинной переменной в машинных единицах}}{\text{Единица измерения исходной переменной}}$$

Если коэффициенты исходного уравнения сильно отличаются по величине друг от друга, то рекомендуется выбрать разные масштабы для искомой переменной и ее производных. Это позволяет выравнять коэффициенты машинного уравнения.

Выбор масштаба времени

Процессы в математической машине непрерывного действия происходят в реальном времени, которое называется машинным временем и является независимой машинной переменной. Однако в силу ограниченности полосы пропускания решающих элементов исследование быстро протекающих процессов в реальном времени может оказаться затруднительным, и процесс решения необходимо замедлить. При исследовании очень медленных процессов может оказаться полезным убыстрить процесс решения. В обоих случаях вводят масштаб времени, связывающий

машинное время τ с математической независимой переменной t по формуле

$$\tau = m_t t.$$

При $m_t < 1$ процесс в машине протекает быстрее реального, а при $m_t > 1$ — медленнее.

Значение независимой переменной t в любой момент процесса решения равно текущему времени τ, деленному на масштаб времени.

Между производными по математической независимой переменной t и машинному времени существует следующая связь:

$$\frac{d}{dt} = m_t \frac{d}{d\tau}; \quad \frac{d^n}{dt^n} = m_t^n \frac{d^n}{d\tau^n}.$$

Составление машинных уравнений

После выбора масштабных множителей и масштаба времени в исходных уравнениях производится замена заданных переменных на машинные с учетом формул преобразования:

$$X = m_x x; \quad \tau = m_t t; \quad \frac{d}{dt} = m_t \frac{d}{d\tau} \quad \text{и т. д.}$$

В результате этого получают математические соотношения между машинными переменными, которые называются **машинными уравнениями**. На моделирующей установке решаются именно машинные уравнения.

Машинные уравнения отличаются от исходных только величиной коэффициентов.

Введение начальных условий

Перед началом процесса решения на выходе каждого интегратора, входящего в схему решения дифференциального уравнения, устанавливается напряжение, равное начальному значению машинной переменной, соответствующей этой точке. Начальные значения машинных переменных определяются из уравнений преобразования переменных после подстановки в них начальных значений исходных переменных.

Напряжения начальных условий задаются путем заряда конденсаторов интеграторов, при этом входные цепи интеграторов до начала решения отсоединяются от сеток усилителей интеграторов.

В момент начала решения входные цепи соединяются с сетками усилителей интеграторов, а источники напряжения начальных условий отсоединяются от конденсаторов интеграторов. Все переключения осуществляются с помощью релейной автоматики.

22-14. ПРИМЕРЫ СОСТАВЛЕНИЯ МАШИННЫХ УРАВНЕНИЙ И СХЕМ ИХ РЕШЕНИЯ

Уравнение колебательного контура

Исходное уравнение для напряжения на конденсаторе последовательного колебательного контура имеет следующий вид:

$$\frac{d^2u_C}{dt^2} + \frac{R}{L} \cdot \frac{du_C}{dt} + \frac{1}{LC} u_C = \frac{1}{LC} e(t).$$

Параметры цепи примем равными: $L = 32$ *мкгн*; $C = 200$ *пф*; $R = 5$ *ом*; $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = 2$ *Мгц*; $e(t) = 2$ *в* $=$ $=$ const.

При этих параметрах уравнение принимает следующий вид:

$$\frac{d^2u_C}{dt^2} + 156 \cdot 10^3 \frac{du_C}{dt} + 156 \cdot 10^{12} u_C = 156 \cdot 10^{12} e(t).$$

Введем различные масштабы по переменной u_C и внешнему напряжению e, обозначив:

$$U_C = m_1 u_C; \quad E = m_2 e.$$

Тогда:

$$\frac{dU_C}{dt} = m_1 \frac{du_C}{dt}; \quad \frac{d^2U_C}{dt^2} = m_1 \frac{d^2u_C}{dt^2}.$$

Так как частота собственных колебаний контура очень велика (2 *Мгц*), то введем еще и масштаб времени:

$$\tau = m_t t,$$

где $m_t \gg 1$.

С учетом формул преобразования переменных получим следующее машинное уравнение:

$$\frac{d^2U_C}{d\tau^2} + 156 \cdot 10^3 \frac{1}{m_t} \cdot \frac{dU_C}{d\tau} + 156 \cdot 10^{12} \frac{1}{m_t^2} U_C =$$

$$= 156 \cdot 12^{12} \frac{m_1}{m_2 m_t^2} E.$$

Примем $m_t = 12{,}5 \cdot 10^6$; при этом собственная частота системы, набранной на модели, составит $F_0 = 0{,}16$ *гц*.

При выборе m_2 учтем то обстоятельство, что напряжение на конденсаторе может в 2 раза превосходить напряжение внешнего источника; $m_2 = 40$.

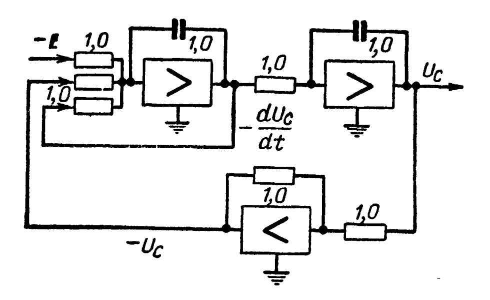


Рис. 22-29.

Масштабный множитель m_1 выберем таким, чтобы коэффициенты при свободном члене и правой части машинного уравнения равнялись единице. Из этого условия получим: $m_1 = m_2 = 40$.

Окончательно машинное уравнение примет вид

$$\frac{d^2U_C}{d\tau^2} = -12{,}5 \cdot 10^{-3} \frac{dU_C}{d\tau} - U_C + E$$

и может быть решено с помощью трех операционных усилителей (рис. 22-29).

Уравнение лампового генератора

Процесс возникновения и существования колебаний в ламповом генераторе описывается нелинейным дифференциальным уравнением

$$\frac{d^2u}{d\tau^2} + \varepsilon(1 - u^2)\frac{du}{d\tau} + u = 0,$$

где ε — параметр обратной связи;

u — безразмерная величина, пропорциональная напряжению на сетке лампы генератора;

$\tau = \omega_0 t$;

ω_0 — резонансная частота контура генератора.

Предположим, что $\varepsilon = 0{,}1$, а $u \approx 2$, и введем уравнение преобразования $u = 2{,}5U$.

Тогда машинное уравнение, разрешенное относительно старшей производной, примет следующий вид:

$$\frac{d^2U}{d\tau^2} = -0{,}1\frac{dU}{d\tau} + 0{,}625\,U^2\frac{dU}{d\tau} - U.$$

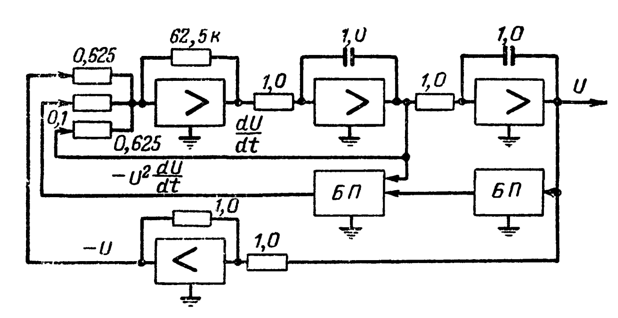


Рис. 22-30.

Уравнение может быть решено с помощью схемы, состоящей из четырех операционных усилителей и двух блоков произведения (рис. 22-30).

ГЛАВА ДВАДЦАТЬ ТРЕТЬЯ

СПРАВКИ

23-1. АДРЕСА ЦЕНТРАЛЬНЫХ ОРГАНИЗАЦИЙ И УЧРЕЖДЕНИЙ, СВЯЗАННЫХ С РАДИОТЕХНИКОЙ, РАДИОВЕЩАНИЕМ И РАДИОЛЮБИТЕЛЬСТВОМ

Государственный комитет Совета Министров СССР по радиоэлектронике. Москва, Китайский проезд, 7. Тел. (справочная) Б-8-00-72 и Б-0-66-00.

Государственный комитет по радиовещанию и телевидению при Совете Министров СССР. Москва, Пятницкая, 25. Почтовый адрес: Москва—радио. Тел. (справочная) В-3-63-36.

Комитет по делам изобретений и открытий при Совете Министров СССР. Москва, центр, М. Черкасский пер., 2/6. Тел. (справочная) К-4-10-00, доб. 4-03.

Министерство связи СССР. Москва, ул. Горького, 7. Тел. (справочная) Б-6-12-56 и Б-9-69-66.

Министерство связи РСФСР. Москва, Д-22, ул. Заморенова, 11. Тел. (справочная) Д-2-32-00.

Научно-техническое общество радиотехники и электросвязи им. А. С. Попова. Москва, ул. Герцена, 10. Тел. Б-9-22-71.

Добровольное общество содействия армии, авиации и флоту

Центральный комитет, отдел радиоподготовки и радиоспорта. Москва, Тушино, Железнодорожная ул. Коммутатор Д-8-50-15.

Московский областной комитет ДОСААФ. Москва, Бакунинская, 21. Тел. Е-1-24-10.

Московский городской комитет ДОСААФ. Москва, Страстной бульвар, 8/23. Тел. Б-9-76-13.

Центральный радиоклуб ДОСААФ. Москва, Сретенка, 26/1. Тел. К-5-92-71 и К-4-30-70.

Московский городской радиоклуб ДОСААФ. Москва, К-25, Площадь Революции, 1/3. Тел. К-5-45-47.

Выставки

Всесоюзная выставка достижений народного хозяйства. Москва, Проспект Мира, Тел. (справочная) И-3-95-61.

Промышленная выставка средств связи. Москва, Китайский проезд, 3/4, Политехнический музей. Тел. Б-8-94-96.

Редакции журналов

«Знание — сила». Москва, 3-й Автозаводский, 13. Тел. Ж-5-09-23.

«Киномеханик». Москва, М. Гнездниковский, 7а. Тел. Б-9-07-23.

«Радио». Москва, К-31, Петровка, 12. Тел. Б-8-88-81, К-4-18-25.

«Юный техник». Москва, ул. Богдана Хмельницкого, 5. Тел. К-0-27-00, доб. 6-59.

Издательства

Воениздат. Москва, Тверской бульвар, 18. Тел. Б-9-99-67, доб. 26.

Госэнергоиздат. Москва, Ж-114, Шлюзовая набережная, 10. Тел. (радиоредакция) В-3-15-28.

Изд. Досааф. Москва, Ново-Рязанская, 26. Тел. Е-1-68-90.

Связьиздат. Москва, Чистопрудный бульвар, 2. Тел. Б-8-14-22.

Советское радио. Москва, 2-й Щемиловский пер., 4/5. Тел. И-4-54-41.

Физматгиз. Москва, Ленинский проспект, 15. Коммутатор В-4-00-32, доб. 4-14.

23-2. ОТКУДА МОЖНО ВЫПИСАТЬ РАДИОТОВАРЫ

Радиотовары высылает центральная торговая база Посылторга (и ее отделения) согласно прейскуранту, который имеется во всех почтовых отделениях.

Заказы на радиодетали выполняет центральная торговая база по дополнительному списку.

Прейскурант и дополнительный список на радиодетали можно выписать непосредственно с базы, выслав в ее адрес за пересылку 60 коп. почтовыми марками.

Адрес центральной торговой базы Посылторга: Москва, Е-126, Авиамоторная ул., 50.

Отделения центральной торговой базы Посылторга находятся в городах: Свердловск (ул. Решетникова, 23); Новосибирск (ул. Степана Разина, 52); Ростов-на-Дону (Московская ул., 88).

Наборы радиодеталей для сельских радиолюбителей можно заказывать через культмаги и раймаги потребительской кооперации, которые имеют соответствующие каталоги. Магазины направляют заказы в Московскую базу Главкоопкультторга по адресу: Москва, Б-5, 1-й Переведеновский пер., 43, и база направляет посылку с набором в магазин.

23-3. КАК ВЫПИСАТЬ КНИГИ ПО РАДИОТЕХНИКЕ

Книги, выходящие массовым тиражом, высылают наложенным платежом (без задатка) «Книга—почтой».

Заказы можно направлять по адресам:

1. Москва, В-218, 5-я Черемушкинская ул., 14, магазин № 93, «Книга — почтой».

2. Москва, Центр, Петровка, 15, Магазин технической книги № 8, «Книга — почтой».

3. Москва, 2, Арбат, 21, Магазин «Военная книга».

Отделения «Книга — почтой» имеются во всех республиканских, краевых и областных центрах СССР. Заказ следует адресовать так: название республиканского, краевого или областного центра, Книготорг, отделению «Книга — почтой».

Литературу по вопросам связи и радио, выпускаемую Связьиздатом и имеющуюся в наличии, высылает центральная розничная контора Союзпечати «Книга—почтой». Заказы следует направлять по адресу: Москва, К-9, Страстной бульвар, 10.

Рекомендуем выписывать книги текущего года, так как популярная радиотехническая литература прошлых лет давно уже распродана. Издательства, а тем более типографии, литературы не высылают.

Планы издательств, выпускающих литературу для радиолюбителей, ежегодно публикуются в первых номерах журнала «Радио».

Книги в адрес «Полевая почта» и «До востребования» высылаются только по получении стоимости книг и стоимости пересылки их почтой.

23-4. ГДЕ МОЖНО ПОЛУЧИТЬ РАДИОТЕХНИЧЕСКУЮ КОНСУЛЬТАЦИЮ

Письменную радиотехническую консультацию дает редакция журнала «Радио» — только на страницах журнала. Ответы даются в обобщенном виде на вопросы, интересующие широкие круги радиолюбителей.

Адрес редакции: Москва, К-31, Петровка, 12.

Радиослушатели и начинающие радиолюбители могут получить консультацию в отделе науки и техники Государственного комитета по радиовещанию и телевидению при Совете Министров СССР по адресу: Москва, Радио, Отдел науки и техники, радиоконсультация.

Вопросы в письмах, направляемых в консультации, надо излагать кратко и ясно. Если тематика вопросов различна, то каждый вопрос следует написать на отдельном листе и под каждым вопросом указать свою фамилию и адрес.

Для ответа на письмо следует вложить конверт с надписанным адресом отправителя и наклеенной почтовой маркой.

Устную консультацию по радиотехнике можно получить во всех радиоклубах ДОСААФ. В Москве — в Центральном радиоклубе (Сретенка, Селиверстов пер., 1, тел. К-5-92-71) и в Московском городском радиоклубе (Площадь Революции, 1/3, тел. К-5-45-47).

Устная консультация дается также на всех радиоузлах Министерства связи.

23-5. ГДЕ МОЖНО ЗАКАЗАТЬ ФОТОКОПИИ СТАТЕЙ, СХЕМ И ОТДЕЛЬНЫХ СТРАНИЦ, ОПУБЛИКОВАННЫХ В РАДИОТЕХНИЧЕСКОЙ ЛИТЕРАТУРЕ

1. Москва, Центр, Библиотека им. Ленина.

Стоимость фотокопии с одной страницы (черное изображение на белом фоне) размером 9 × 12 *см* — 10 коп.; 13 × 18 *см* — 13 коп.; 18 × 24 *см* — 17 коп.

В письме нужно указать фамилию автора, название и том книги или название и номер журнала, год издания, название журнальной статьи и номера страниц, с которых требуется получить фотокопию.

Заказы выполняются в течение месяца, фотокопии высылаются наложенным платежом.

2. Москва, Центр, Кузнецкий мост, 12, Государственная публичная научно-техническая библиотека СССР.

Стоимость фотокопии с одной страницы (черное изображение на белом фоне) размером 9 × 12 *см* — 8 коп.; 13 × 18 *см* — 11 коп.; 18 × 24 *см* — 14 к.

3. Ленинград, 11, Садовая ул., 18, Государственная библиотека имени Салтыкова-Щедрина, Отдел внешнего обслуживания.

Стоимость фотокопии с одной страницы (белое изображение на черном фоне) размером 9 × 12 *см* — 10 коп., 13 × 18 *см* — 14 коп.; 18 × 24 *см* — 19 коп.

Запросы направляйте заказным письмом.

Одновременно с заказом должен быть послан денежный перевод по адресу: Ленинград, Куйбышевское отделение Госбанка, расчетный счет Отдела внешнего обслуживания Государственной библиотеки имени Салтыкова-Щедрина № 93013.

Почтовую квитанцию о сделанном переводе (или копию с квитанции, заверенную на почте) необходимо выслать вместе с заказом в Отдел внешнего обслуживания библиотеки.

4. Институт научной информации Академии наук СССР (Москва, Д-219, Балтийский поселок, 42/б) высылает по подписке репродукции иностранных периодических изданий. Выполняет фоторепродуцирование и съемку микрофильмов с наиболее ценных иностранных научных и научно-технических изданий. По запросам высылает перечни перепечатываемых изданий и бланки заказов. Подписка производится для научно-технических библиотек, научных и инженерно-технических работников.

23-6. КАК СТАТЬ УЧАСТНИКОМ ВСЕСОЮЗНОЙ ВЫСТАВКИ ТВОРЧЕСТВА РАДИОЛЮБИТЕЛЕЙ-КОНСТРУКТОРОВ

Прием экспонатов на очередную выставку радиолюбительского творчества объявляется в журнале «Радио».

Конструкция, которую желает продемонстрировать на выставке радиолюбитель, на выставку сразу не посылается. В Выставочный комитет нужно направить в двух экземплярах:

1. Описание конструкции, отпечатанное на пишущей машинке или разборчиво написанное от руки чернилами на одной стороне листа с полями для заметок рецензента и членов жюри. В тексте описания следует делать ссылки на чертежи, которые должны быть пронумерованы. К описанию должна быть приложена написанная на отдельном листе краткая аннотация, в которой указываются наиболее характерные особенности экспоната.

2. Схему конструкции, начерченную тушью или чернилами на отдельном листе размером 25 × 15 *см*, с обозначением основных деталей аппарата. Описание, чертежи и схемы должны быть подписаны конструктором экспоната.

3. Фотоснимки внешнего вида и внутреннего монтажа аппарата размером 9 × 12 *см*.

4. Фотографию автора конструкции размером 9 × 12 *см*

5 Сведения об авторе экспоната: имя, отчество. фамилия, возраст, партийность, специальность, образование, место работы, должность, радиолюбительский стаж, членство в ДОСААФ и радиоклубе, точный адрес, на каких радиовыставках участвовал ранее.

6. Технический акт испытаний посылаемого на выставку экспоната.

Весь материал (описание, фотографии, схема, анкета и технический акт испытания) заверяется местным радиоклубом или местным радиоузлом. Формы актов, отпечатанные типографским путем, рассылаются в местные радиоклубы Выставочным комитетом.

Сельские радиолюбители испытывают свои конструкции в районных радиоузлах.

К описаниям экспонатов по разделу «Применение радиометодов в народном хозяйстве», находящихся в эксплуатации, необходимо прикладывать справки от организаций, эксплуатирующих эти приборы. В справке должны быть указаны достоинства и недостатки данного прибора или аппарата.

После того как весь этот материал будет рассмотрен, Выставочный комитет направит участнику выставки свою оценку его работы.

Лучшие конструкции — только по требованию Выставочного комитета — высылаются в Москву, где на очередной Всесоюзной выставке радиолюбительского творчества выносится окончательное решение жюри о премировании конструкторов и награждении их дипломами. Некоторые конструкции могут быть поощрены и заочно, на основании представленных материалов.

Адрес секретариата Выставочного комитета: Москва, Сретенка, 26/1. Центральный радиоклуб ДОСААФ, секретариату Выставкома.

23-7. ГДЕ УЧИТЬСЯ

Электротехникумы и политехникумы связи

Электротехникумы связи

Архангельск, ул. К. Либкнехта, 8. Специальности: 1) районная электрическая связь и радиофикация; 2) радиосвязь и радиовещание; 3) проводная связь (имеется заочное отделение).

Алма-Ата, ул. Мира, 8. Специальности: 1) районная электрическая связь и радиофикация; 2) радиовещание; 3) телевизионная техника и радиорелейная связь; 4) радиосвязь; 5) проводная связь; 6) линейно-кабельные сооружения (заочное отделение).

Баку, ул. Шаумяна, 33. Специальности: 1) районная электрическая связь и радиофикация; 2) радиовещание; 3) проводная связь (заочное отделение).

Витебск, Верхне-Набережная ул., 45. Специальности: 1) районная электрическая связь и радиофикация; 2) радиовещание; 3) проводная связь (заочное отделение).

Казань, ул. К. Маркса, 36. Специальности: 1) районная электрическая связь и радиофикация; 2) радиосвязь и радиовещание; 3) проводная связь (заочное и вечернее отделения).

Ленинград, Васильевский остров, 3-я линия, 30 Специальности: 1) радиовещание; 2) телевизионная техника и радиорелейная связь; 3) радиосвязь; 4) проводная связь.

Львов, ул. 17-я Вересня, 7. Специальности: 1) районная электрическая связь и радиофикация; 2) радиовещание; 3) телевизионная техника и радиорелейная связь; 4) проводная связь (заочное отделение).

Минск, Подлесная ул., 40. Специальности: 1) районная электрическая связь и радиофикация; 2) телевизионная техника и радиорелейная связь; 3) проводная связь; 4) линейно-кабельные сооружения (заочное отделение).

Новосибирск, улица, Кирова, 58. Специальности: 1) радиовещание; 2) телевизионная техника и радиорелейная связь; 3) проводная связь (заочное отделение).

Одесса, ул. Челюскинцев, 1/3. Специальности: 1) районная электрическая связь и радиофикация; 2) радиовещание; 3) линейно-кабельные сооружения (заочное отделение).

Свердловск, Пушкинская ул., 19. Специальности: 1) районная электрическая связь и радиофикация; 2) радиовещание; 3) телевизионная техника и радиорелейная связь; 4) проводная связь (вечернее и заочное отделение).

Смоленск, Красногвардейская ул., 2/1. Специальности: 1) районная электрическая связь и радиофикация; 2) радиовещание; 3) проводная связь.

Ставрополь, проспект Мира, 59. Специальность: районная электрическая связь и радиофикация.

Тбилиси, проспект Руставели, 35. Специальности: 1) районная электрическая связь и радиофикация; 2) радиовещание; 3) проводная связь (заочное отделение).

Хабаровск, ул. Ленина, 113. Специальности: 1) районная электрическая связь и радиофикация; 2) радиосвязь и радиовещание (вечернее и заочное отделения).

Харьков, Кооперативная ул., 7. Специальности: 1) радиовещание; 2) телевизионная техника и радиорелейная связь; 3) проводная связь (заочное отделение).

Политехникумы связи

Киев, ул. Леонтовича, 11. Специальности: 1) радиовещания; 2) телевизионная техника и радиорелейная связь; 3) радиосвязь; 4) проводная связь (вечернее и заочное отделение).

Куйбышев, ул. Куйбышева, 33. Специальность: проводная связь (вечернее и заочное отделения).

Москва, Авиамоторная ул., 8а. Специальности: 1) радиовещание; 2) телевизионная техника и радиорелейная связь; 3) радиосвязь; 4) проводная связь (вечернее отделение).

Ташкент, ул. Лабзак, 112. Специальности: 1) районная электрическая связь и радиофикация; 2) радиовещание; 3) телевизионная техника и радиорелейная связь; 4) проводная связь (заочное отделение).

Радиотехнические техникумы

Воронеж, Плехановская ул., 158. Специальности: 1) радиоаппаратостроение; 2) производство радиоизоляционных материалов и радиодеталей; 3) обработка металлов резанием; 4) производство полупроводниковых приборов (заочное отделение).

Ленинград, пер. Гривцова, 6. Специальности: 1) обработка металлов резанием; 2) радиоаппаратостроение; 3) химическое машиностроение (вечернее и заочное отделения).

Муром, Комсомольская, 55. Специальности: 1) радиоаппаратостроение; 2) обработка металлов резанием (вечернее отделение).

Новосибирск, проспект Дзержинского, 26. Специальность: радиоаппаратостроение (вечернее и заочное отделения).

Свердловск, ул. Баумана, 28-а. Специальности: 1) радиоаппаратостроение; 2) производство аппаратуры автоматики и телемеханики; 3) гироскопические приборы.

Электромеханические, физико-механические и приборостроительные техникумы, имеющие радиотехнические специальности

Электромеханические

Вильнюс, ул. Цвиркос, 49. Специальность: радиосвязь и радиовещание (вечернее отделение).

Ереван, проспект Ленина, 70. Специальности: 1) районная электрическая связь; 2) радиофикация (заочное отделение).

Киев, Стадионная ул., 3. Специальности: 1) производство аппаратуры автоматики и телемеханики; 2) радиоаппаратуростроение.

Краснодар, п/о. 10. Специальности: 1) радиотехнические измерения (вечернее отделение); 2) электроприборостроение.

Ленинград, проспект К. Маркса, 61. Специальности: 1) производство радиоизоляционных материалов и радиодеталей; 2) радиоаппаратостроение (вечернее отделение).

Львов, ул. Пушкина, 130. Специальности: 1) электровакуумное приборостроение; 2) радиоаппаратостроение (заочное и вечернее отделения со специальностью радиоприборостроение).

Рига, ул. Ленина, 214. Специальности: 1) автоматика и телемеханика на железнодорожном транспорте; 2) оборудование электровакуумного производства; 3) радиоаппаратостроение; 4) телевизионная техника и радиорелейная связь; 5) районная электрическая связь и радиофикация (вечернее и заочное отделения).

Сарапул, Красноармейская ул., 93. Специальность: радиоаппаратостроение.

Ульяновск, Заволжье, ул. Металлистов, 2. Специальности: 1) электронные вычислительные машины, приборы и устройства; 2) электровакуумное приборостроение.

Уфа, ул. Зенцова, 47. Специальности: 1) аппаратостроение проводной связи; 2) электровакуумное приборостроение; 3) производство кабелей и проводов; 4) районная электрическая связь и радиофикация.

Электровакуумный

Ленинград, Проспект Энгельса, 23/25. Специальности: 1) электровакуумное приборостроение; 2) оборудование электровакуумного производства; 3) производство полупроводниковых приборов (вечернее отделение).

Электротехнический

Киев, Стадионная ул., 2/10. Специальности: 1) производство аппаратуры автоматики и телемеханики; 2) радиоаппаратостроение (вечернее отделение).

Приборостроительные

Москва, Варшавское шоссе, Речной пос., 17. Специальности: 1) электронные вычислительные машины, приборы и устройства; 2) контрольно-измерительные и регулирующие приборы (вечернее отделение).

Пенза, Пушкинская ул., 137. Специальности: 1) производство приборов времени; 2) производство счетных и счетно-аналитических машин; 3) производство аппаратуры автоматики и телемеханики; 4) электронные вычислительные приборы, машины и устройства (вечернее и заочное отделения).

Серпухов, Рабфаковский проезд, 1/43. Специальность: производство аппаратуры автоматики и телемеханики (вечернее отделение).

Физико-механический

Ленинград, Чугунная ул., 44, Специальности: 1) электронные вычислительные машины, приборы и устройства; 2) радиоаппаратостроение (вечернее и заочное отделения).

Техникумы железнодорожного транспорта

Техникумы железнодорожного транспорта, имеющие специальности: автоматика и телемеханика, а также радиосвязь и радиовещание на заочном отделении, находятся в следующих городах. Воронеж, Студенческая ул., 18; Куйбышев, Комсомольская площадь, 44; Львов, Снопковская ул., 47; Москва, Проспект мира, Кучин пер., 14; Омск, Московская ул., 12; Орел, Новосельская ул., 52; Ташкент, Вторая Сарыкульская ул., 2; Тбилиси, Плехановский проспект, 138; Томск, Стародеповская ул., 101, Хабаровск, ул. К. Маркса, 79.

Эти же специальности имеют только на заочных отделениях техникумы в следующих городах: Акмолинск, ул. К. Маркса, 53; Алма-Ата, ул. Джамбула, 92; Баку, ул. Чапаева, 51; Вологда, Техникумский пер., 4; Великие Луки, Первомайская ул., 27; Калуга, ул. Женщин-работниц, 11; Ленинакан, проспект Ленина, 29; Ленинград, Бородинская ул., 6; Люблино, Московская ул., 122; Москва, Часовая ул., 22/2; Одесса, площадь Январского восстания, 15-б; Оренбург, Горсоветская ул., 1/3; Ростов на Дону, ул. Горького, 90/125; Свердловск, ул. Быкова, 34-а; Тарту, ул. Рийа, 99; Улан-Удэ, Площадка паровозо-вагонного завода; Ухта, Октябрьская ул., 4; Челябинск, ул. Ленина, 76-а; Чита, ул. Бутина, 5.

Мореходные училища

В нижеследующих городах имеются училища с отделениями судовой радиосвязи и электрорадионавигации: Клайпеда, ул. Мельникайтес, 43; Ленинград, Б. Смоленский проспект, 26; Мурманск, ул. Шмидта, 19; Невельск (на Сахалине), ул. Ленина, 11.

Аналогичные отделения имеет *Ленинградское арктическое училище* — Ленинград, поселок Стрельня, Парковая ул., 1.

Дальневосточное мореходное училище Главного управления рыбной промышленности Дальнего Востока при Совмине РСФСР (г. Находка, 2-й участок, ул. Центральная); и Петропавловск-Камчатское мореходное училище Главного управления рыбной промышленности Дальнего Востока при Совмине РСФСР (г. Петропавловск-Камчатский, ул Ленинградская, 37).

Всесоюзный заочный техникум связи

Москва, Ослябинский пер., 8

Специальности: 1) районная электрическая связь и радиофикация; 2) радиовещание; 3) радиосвязь; 4) проводная связь; 5) линейно-кабельные сооружения связи; 6) почтовая связь; 7) планирование на предприятиях связи.

Всесоюзный заочный радиотехнический техникум Горьковского совнархоза

Горький, ул. Пушкина, 21. Специальности: 1) радиоаппаратостроение; 2) производство радиоизоляционных материалов и деталей.

Всесоюзный заочный техникум железнодорожного транспорта Министерства путей сообщения

Москва, Проспект мира, Кучин переулок, 14. Специальности: 1) автоматика и телемеханика на железнодорожном транспорте; 2) радиосвязь и радиовещание.

Московский заочный приборостроительный техникум Московского (городского) совнархоза

Москва, ул. 8 Марта, 17. Специальности: 1) электронно-вычислительные машины; 2) производство аппаратуры автоматики и телемеханики; 3) контрольно-измерительные и регулирующие приборы; 4) производство счетных и счетно-аналитических машин.

Энергетические, электротехнические, радиотехнические и физико-технические высшие учебные заведения

Ленинградский электротехнический институт имени В. И. Ульянова (Ленина)

Ленинград, ул. Попова, 5

1. Радиотехнический факультет.
Специальности: радиотехника; конструирование и технология производства радиоаппаратуры
2. Факультет электронной техники.
Специальности: электронные приборы; промышленная электроника.
3. Электрофизический факультет.
Специальности: электроакустика; диэлектрика и полупроводники; оптика и спектроскопия.
4. Факультет электроприборостроения.
Специальности: радиотехника; математические и счетно-решающие приборы и устройства
5. Вечерний факультет.
Специальности: радиотехника; конструирование и технология производства радиоаппаратуры.

Московский ордена Ленина энергетический институт

Москва, Красноказарменная ул., 17

1. Радиотехнический факультет.
Специальности: радиотехника; конструирование и технология производства радиоаппаратуры; радиофизика и электроника.
2. Электромеханический факультет.
Специальность: диэлектрики и полупроводники.
3. Факультет электровакуумной техники и приборостроения.
Специальности: математические и счетно-решающие приборы и устройства; электронные приборы; автоматические, телемеханические и электроизмерительные приборы и устройства; промышленная электроника; светотехника и прожекторостроение.
4. Вечерний факультет.
Специальности: радиотехника; электронные приборы.

Московский физико-технический институт

Московская обл., платформа Долгопрудная Северной ж. д.
1. Радиофизический факультет.
2. Радиотехнический факультет

Новосибирский электротехнический институт

Новосибирск, 34, квартал 69, дом 36

1. Радиотехнический факультет.
Специальности: радиотехника; конструирование и технология производства радиоаппаратуры, автоматические, телемеханические и электроизмерительные приборы и устройства.

Рязанский радиотехнический институт

Рязань, Ямское шоссе, 37

1. Факультет конструирования и технологии производства радиоаппаратуры.
Специальность: конструирование и технология производства радиоаппаратуры.
2. Факультет радиотехники и автоматики.
Специальности: радиотехника; математические и счетно-решающие приборы и устройства.
4. Вечерний факультет.
Специальность: радиотехника.

Таганрогский радиотехнический институт

Таганрог, ул. Чехова, 22

1) Радиотехнический факультет.
Специальности: радиотехника; конструирование и технология производства радиоаппаратуры.
2. Факультет приборостроения.
Специальности: автоматические, телемеханические и электроизмерительные приборы и устройства; математические и счетно-решающие приборы и устройства.
3. Факультет электровакуумной техники.
Специальность: электронные приборы.
4. Вечерний факультет.
Специальности: радиотехника; конструирование и технология производства радиоаппаратуры.
5. Заочный факультет.
Специальности: радиотехника; конструирование и технология производства радиоаппаратуры, математические и счетно-решающие приборы и устройства.

Политехнические институты, имеющие радиотехнические специальности

Белорусский политехнический институт

Минск, Ленинский проспект, 93

Специальности: радиотехника — на энергетическом и заочном факультетах и конструирование и технология производства радиоаппаратуры — на вечернем факультете.

Горьковский политехнический институт имени А. А Жданова

Горький, ул. К. Минина, 24

Радиотехнический факультет.
Специальности: радиотехника, конструирование и технология производства радиоаппаратуры.
Эти же специальности имеются на вечернем и заочном факультетах.

Ереванский политехнический институт имени К. Маркса

Ереван, ул. Теряна

Электротехнический факультет.
Специальности: автоматические, телемеханические и электроизмерительные приборы и устройства; математические и счетно-решающие приборы и устройства.

Каунасский политехнический институт

Каунас, ул. Донелайто, 35

Электротехнический факультет.
Специальности: радиотехника, конструирование и технология производства радиоаппаратуры.

Киевский ордена Ленина политехнический институт

Киев, Брест-Литовское шоссе, 39

1. Радиотехнический факультет.
Специальности: радиотехника; диэлектрики и полупроводники; электронные приборы; конструирование и техно-

логия производства радиоаппаратуры; промышленная электроника.

2. Электротехнический факультет.

Специальности: автоматические, телемеханические и электроизмерительные приборы; математические и счетно-решающие приборы и устройства.

3. Факультет киноинженеров.

Специальность: звукотехника.

4. Вечернее отделение. Специальности: радиотехника; конструирование и технология производства радиоаппаратуры.

5. Заочный факультет. Специальности: автоматические, телемеханические и электроизмерительные приборы и устройства; электронные приборы; диэлектрики и полупроводники; конструирование и технология производства радиоаппаратуры.

Ленинградский политехнический институт имени М. И. Калинина

Ленинград, Дорога в Сосновку, 43

1. Радиотехнический факультет.

Специальности: диэлектрики и полупроводники; промышленная электроника; математические и счетно-решающие приборы и устройства; радиофизика и электроника.

2. Факультет вечернего обучения. Специальность: автоматические, телемеханические и электроизмерительные приборы и устройства.

Львовский политехнический институт

Львов, ул. Ленина, 12

1. Радиотехнический факультет.

Специальности. радиотехника; автоматические, телемеханические и электроизмерительные приборы и устройства; конструирования и технология производства радиоаппаратуры.

2. Вечерний и заочные факультеты с теми же специальностями.

Новочеркасский ордена Трудового Красного Знамени политехнический институт имени Серго Орджоникидзе

Новочеркасск, ул. Просвещения, 129

Электромеханический факультет.

Специальность: автоматические, телемеханические и электроизмерительные приборы и устройства.

Одесский политехнический институт

Одесса, Ново-Аркадийская дорога, 1

1. Электротехнический факультет.

Специальность: автоматические, телемеханические и электроизмерительные приборы и устройства.

2. Заочный факультет с той же специальностью.

Пензенский политехнический институт

Пенза, Красная, 40

1. Радиотехнический факультет.

Специальности: радиотехника; конструирование и технология производства радиоаппаратуры; математические и счетно-решающие приборы и устройства.

2. Электротехнический факультет.

Специальность: радиотехника.

3. Электромеханический факультет.

Специальность: электромеханическая аппаратура связи.

4. Заочный факультет со специальностью — радиотехника.

Томский ордена Трудового Красного Знамени политехнический институт имени С. М. Кирова

Томск, Проспект Тимирязева, 9

1. Радиотехнический факультет.

Специальности: радиотехника; электронные приборы; конструирование и технология производства радиоаппаратуры; математические и счетно-решающие приборы и устройства; диэлектрики и полупроводники; промышленная электроника.

2. Заочный факультет со специальностью радиотехника.

Уральский политехнический институт имени С. М. Кирова

Свердловск, Втузгородок, главный учебный корпус

1. Радиотехнический факультет.

Специальности: радиотехника, конструирование и технология производства радиоаппаратуры; автоматические, телемеханические и электроизмерительные приборы и устройства.

2. Факультет заочного обучения с теми же специальностями.

Харьковский политехнический институт имени В. И. Ленина

Харьков, ул. Фрунзе, 21

1. Радиотехнический факультет.

Специальности: радиотехника, конструирование и технология производства радиоаппаратуры.

2. Электроэнергетический.

Специальность: радиотехника.

3. Вечерний факультет.

Специальности: конструирование и технология производства радиоаппаратуры; автоматические, телемеханические и электроизмерительные приборы и устройства

4. Заочный факультет.

Специальности: радиотехника и те же, что имеются на вечернем факультете.

Челябинский политехнический институт

Челябинск, ул. Тимирязева, 10

Приборостроительный факультет.

Специальности: радиотехника; конструирование и технология производства радиоаппаратуры.

Высшие учебные заведения транспорта

Казанский авиационный институт

Казань, ул. Карла Маркса, 60

1. Радиотехнический факультет.

Специальности: радиотехника, конструирование и технология производства радиоаппаратуры.

2. Вечерний факультет.

Специальность: радиотехника.

Киевский институт гражданского воздушного флота

Киев, Полевая ул., 16/2

Электромеханический факультет

Специальности: техническая эксплуатация и электрорадиосветооборудование аэропортов: техническая эксплуатация и электрорадиосветооборудование самолетов.

Ленинградский институт авиационного приборостроения

Ленинград, ул. Гастелло, 9

1. Радиотехнический факультет.

Специальности: радиотехника; конструирование и тех-

нология производства радиоаппаратуры.

2. Вечерний факультет с теми же специальностями.

Ленинградское высшее инженерное морское училище имени адмирала С. О. Макарова

Ленинград, Васильевский остров, Косая линия, 15а

Радиотехнический факультет и заочное отделение со специальностью радиотехника.

Ленинградский ордена Ленина институт железнодорожного транспорта имени академика В. Н. Образцова

Ленинград, Московский проспект, 9

Электромеханический и заочный факультеты со специальностью: автоматика, телемеханика и связь на железнодорожном транспорте.

Московский авиационный институт имени Серго Орджоникидзе.

Москва, Волоколамское шоссе, 18

1. Радиотехнический факультет.

Специальности: радиотехника, конструирование и технология производства радиоаппаратуры.

Новосибирский институт инженеров железнодорожного транспорта

Новосибирск, ул. Дуси Ковальчук

Заочный факультет со специальностью: автоматика, телемеханика и связь на железнодорожном транспорте

Электромеханические факультеты со специальностью автоматика, телемеханика и связь на железнодорожном транспорте имеют·

1. *Томский электромеханический институт железнодорожного транспорта*, Томск, ул. Ленина, 35.
2. *Уральский электромеханический институт железнодорожного транспорта*, Свердловск, ул. Быкова, 34а.

Заочные факультеты со специальностью автоматика, телемеханика и связь на железнодорожном транспорте имеют:

1. *Ростовский институт инженеров железнодорожного транспорта*, Ростов-на-Дону, Новый город.
2. *Ташкентский институт инженеров железнодорожного транспорта*, Ташкент, Оборонная улица, 1.
3. *Хабаровский институт инженеров железнодорожного транспорта*, Хабаровск, Некрасовская ул., 128
4. *Харьковский институт инженеров железнодорожного транспорта*, Харьков, ул. Фейербаха, 7.

Институты связи

1. *Куйбышевский электротехнический институт инженеров связи*, Куйбышев. обл., Куйбышевская ул., 133.
2. *Ленинградский электротехнический институт инженеров связи имени М. А. Бонч-Бруевича* Ленинград, Фонтанка, 3.
3. *Московский электротехнический институт инженеров связи*, Москва, Авиамоторная ул., 8.
4. *Новосибирский электротехнический институт связи*, Новосибирск, ул. Кирова, 58.
5. *Одесский электротехнический институт инженеров связи*, Одесса, ул. Челюскинцев, 43.
6. *Ташкентский электротехнический институт инженеров связи*, Ташкент, ул. Лабзак, 112.

Все институты связи имеют факультеты: радиосвязи и радиовещания и телеграфно-телефонной связи, а также заочные отделения по тем же специальностям. Вечерние факультеты по тем же специальностям имеют Ленинградский, Московский, Новосибирский, Одесский и Ташкентский институты.

Различные институты

Ленинградский институт киноинженеров

Ленинград, ул. Правды, 13

Электротехнический факультет со специальностью звукотехника.

Московский ордена Ленина и ордена Трудового Красного Знамени высшее техническое училище имени Н. Э. Баумана

Москва, 2-я Бауманская ул., 5

1. Факультет приборостроения.

Специальности: автоматические, телемеханические и электроизмерительные приборы и устройства; конструирование и технология производства радиоаппаратуры, математические и счетно-решающие приборы и устройства.

2. Вечерний факультет со специальностью конструирование и технология производства радиоаппаратуры.

Ростовский-на-Дону институт машиностроения

Ростов-на-Дону, поселок Сельмаш, Студенческая ул., 2

Факультет приборостроения.

Специальность: автоматические, телемеханические и электроизмерительные приборы точной механики.

Заочные институты

Всесоюзный заочный политехнический институт

Москва, Мазутный пер., 37а

Электрофизический факультет.

Специальности: радиотехника, автоматические, телемеханические и электроизмерительные приборы и устройства; промышленная электроника; электронные приборы; конструирование и технология производства радиоаппаратуры.

Всесоюзный заочный энергетический институт

Москва, Красноказарменная ул., 14

1. Радиотехнический факультет.

Специальности: радиотехника; конструирование и технология производства радиоаппаратуры.

2. Электрофизический факультет.

Специальности: электронные приборы; автоматические, телемеханические и электроизмерительные приборы и устройства; математические и счетно-решающие приборы и устройства.

Всесоюзный заочный электротехнический институт инженеров связи

Москва, Авиамоторная ул., 8

Факультеты: радиосвязи и радиовещания; телеграфно-телефонной связи; инженерно-экономический.

Всесоюзный заочный институт инженеров железнодорожного транспорта

Москва, Ново-Сущевская ул., 21

Электромеханический факультет.

Специальность: автоматика, телемеханика и связь на железнодорожном транспорте.

Северо-Западный заочный политехнический институт

Ленинград, ул. Халтурина, 5

Радиотехнический факультет.

Специальности· радиотехника; электронные приборы; автоматические, телемеханические и электроизмерительные приборы и устройства; конструирование и технология производства радиоаппаратуры.

АЛФАВИТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

Г

Д

Р

С

Т

3 р. 37 к.